



100 pF
à 1 000 µF

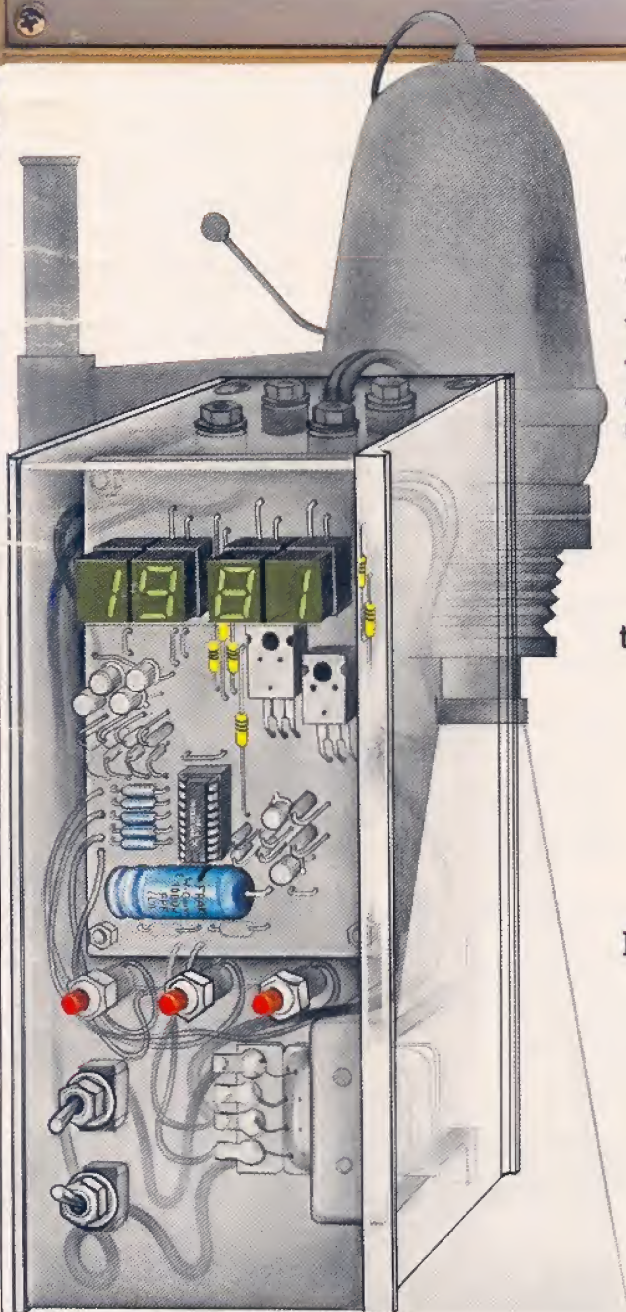
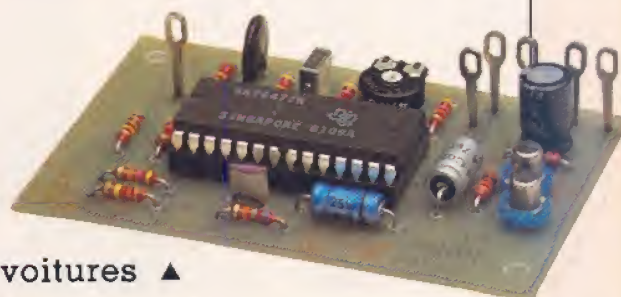
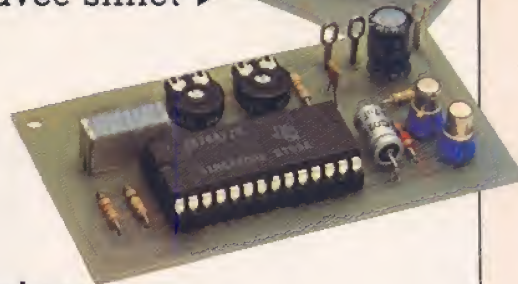
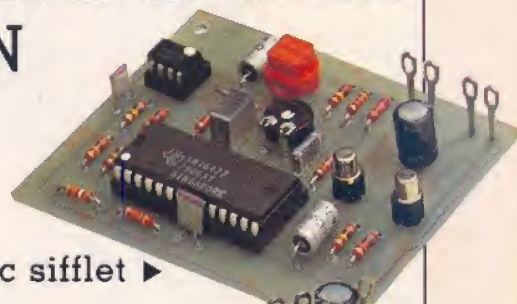
Un capacimètre numérique

3 modules avec
le synthétiseur de bruits
SN 76 477 N

train à vapeur avec sifflet ▶

poussin électronique ▲

course de voitures ▲



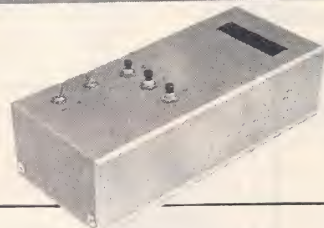
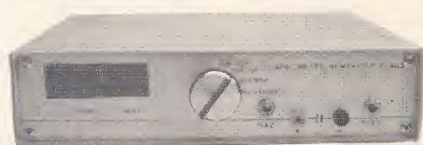
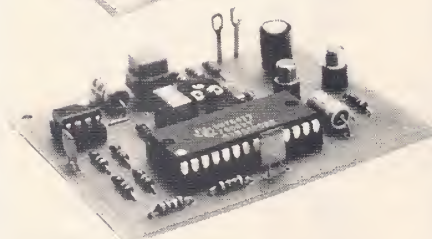
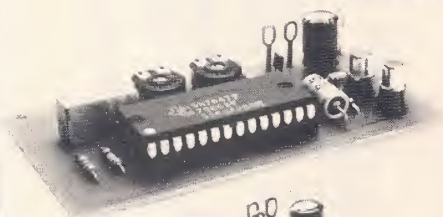
Timer pour agrandisseur photo

T 2438 - 404 - 8,00 F

RADIO PLANS

électronique Loisirs

Sommaire n° 404 - juillet 1981



Réalisations

Ces sons étranges venus du SN 76477 N	19
Thermostat électronique	29
Capacimètre numérique 100 pF à 1000 μ F	35
Régulateur pour fer à souder	45
Temporisateur digital pour labo photo	53
Répondeur téléphonique simplifié	57

Technique

La vie secrète du μ A 723	61
Applications des photodiodes et phototransistors	71

Caractéristiques et équivalences des transistors	17-18
Code japonais	83-84
C.B. Les évolutions des PLL	90
Les antennes C.B.	78
Revue de la presse étrangère	50
Service circuits imprimés	60
Concours de la meilleure poule pondeuse	82

Ont collaboré à ce numéro : Bruno Bencic, Jacques Ceccaldi, Oleg Chenguelly, Bernard Duval, Patrick Gueulle, Dominique Jacovopoulos, François Jonbloët, André Lefumeux, Jean-Marc Leroux, René Rateau, Jean Sabourin.

Société Parisienne d'Édition
Société anonyme
au capital de 1 950 000 F
Siège social :

43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction-Rédaction-Administration-Ventes : 2
à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19 -
Tél. : 200.33.05

Radio Plans décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs. Les manuscrits publiés ou non ne sont pas retournés. Les articles originaux publiés dans nos colonnes sont protégés par le copyright et ne peuvent donc faire l'objet d'une copie ou d'une fabrication dans un but commercial sans autorisation.

Président-Directeur Général
Directeur de la Publication
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction
Jean-Claude ROUSSEZ
Rédacteur en chef
Christian DUCHEMIN
Secrétaire de rédaction :
Jacqueline BRUCE
Courrier des Lecteurs
Paulette Groza

Ce numéro a été tiré à
104.000 exemplaires

Copyright © 1981
Société Parisienne d'Édition



Publicité : Société auxiliaire de publicité
70, rue Compans, 75019 Paris
Tél. : 200.33.05 C.C.P. 3793 - 60 Paris
Chef de publicité **Mlle A. DEVAUTOUR**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
France : 1 an 75 F - Etranger : 1 an 115 F

Pour tout changement d'adresse, envoyer la dernière bande accompagnée de 1 F en timbres.

IMPORTANT : ne pas mentionner notre numéro de compte pour les paiements par chèque postal.

NOUVEAU

DANS LA COLLECTION "FAIRE POUR SAVOIR": L'ELECTRONIQUE

LA PREMIERE ENCYCLOPEDIE REUNISSANT LE SAVOIR...

FAIRE POUR SAVOIR : une révolution dans l'édition.

L'idée : une série de volumes très attrayants abondamment illustrés et commentés sur l'une des grandes techniques modernes mais accompagnés en plus de coffrets contenant tout le matériel pour... une application expérimentale immédiate. Voilà ce qu'est la collection FAIRE POUR SAVOIR.

La première collection : l'Électronique.

FAIRE POUR SAVOIR abordera les secteurs les plus variés de la vie moderne. La première collection qui vous est proposée concerne l'Électronique,

de plus en plus présente dans votre vie; vous l'utilisez tous les jours sans bien la connaître. Cette collection comporte 16 volumes reliés pleine toile, 5.000 pages abondamment illustrées, traitant dans des chapitres clairs et parfaitement exposés, non seulement de la théorie de l'Électronique mais surtout de ses

applications pratiques.
Plus de 100 expériences passionnantes à réaliser.

Pour comprendre concrètement les phénomènes de l'Électronique, vous trouverez dans les 15 coffrets de matériel, tous les composants vous permettant d'effectuer plus de 100 expériences.

...ET LE MATERIEL POUR L'APPLIQUER.

Chacune d'elles vient illustrer un sujet traité dans les volumes. C'est une formule originale, enrichissante, mise au point spécialement pour la collection FAIRE POUR SAVOIR par une équipe d'ingénieurs possédant de longues années d'expérience en Électronique.

A monter vous-même :

5 appareils dont un ampli-tuner stéréo.

Après les expériences, les réalisations définitives. Aidés par les directives précises d'un texte clair, facilement assimilable et accessible à tous, vous monterez ensuite, avec toutes garanties

de succès des appareils de qualité qui constitueront un véritable laboratoire : un contrôleur de circuits par substitution, un contrôleur universel, un transistormètre, un oscillateur H.F. modulé et un ampli-tuner stéréo d'excellentes performances. Vous aurez la fierté de les avoir réalisés vous-mêmes, tout en ayant enrichi considérablement vos connaissances en Électronique et, pourquoi pas, acquis une meilleure qualification professionnelle grâce à la collection FAIRE POUR SAVOIR.


L'Électronique dans la collection FAIRE POUR SAVOIR,

c'est l'association de ce matériel et d'une somme remarquable de connaissances techniques en 16 volumes qui doivent absolument figurer dans votre bibliothèque.

Pour une information complète et sans engagement sur l'Électronique dans la collection FAIRE POUR SAVOIR, retournez dès aujourd'hui le Bon Gratuit ci-dessous à EURO-TECHNIQUE.

Le matériel complet pour monter contrôleur de circuit transistormètre oscillateur H.F. ampli-tuner.

FERTON, BILLÈRE

 **eurotechnique**
FAIRE POUR SAVOIR
Rue F.-Holweck - 21000 Dijon

BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE
à retourner à EUROTECHNIQUE - Rue Fernand Holweck - 21000 DIJON.
Je demande à recevoir gratuitement et sans engagement de ma part votre documentation sur la collection "FAIRE POUR SAVOIR" : l'Électronique.

Nom _____ Adresse _____
Prénom _____ Code Postal _____ Localité _____

09066-1011



GAR VENTE PAR CORRESPONDANCE
53, rue Principale F-57590 VIVIERS/DELME
DISTRIBUTION ELECTRONIQUE

Expédition sous 3 jours. Nos prix s'entendent T.T.C.
Minimum d'envoi 100 FF. Frais de port et d'emballage
20 FF en sus. Règlement à la commande par chèque ou
mandat. Pour contre-remboursement joignez obligatoirement
30 % d'arrhes et songez aux frais supplémentaires P.T.T.

2N 3055	2N 1711	BC 170 B	BU 208
4,00 F	1,80 F	0,80 F	12,50 F

Le réducteur
de bruit HIGH-COM
en kit complet
livré avec un
coffret 11x10 AUS 22
face avant percée
et gravée, une alimen-
tation secteur et une
cassette de mesure.

LE KIT COMPLET
511,50 FF

HIGH-COM



L'APPAREIL
MONTE
598 FF

Fiche technique
Alimentation.....18 V
Consommation.....50 mA
Bande passante.....40 Hz-17 KHz
Rapport signal bruit.....80 db
Sensibilité d'entrée.....env. 0,2 mV/500Hz
Réduction souffle et parasites.....20 db
Taux de distorsion propre.....0,1 % à 1 KHz

Une révolution pour
votre chaîne HiFi
et vos copies de K7

KITS COMPLETS DES MONTAGES DE «RADIO-PLANS»

EL 401 D. Booster 2 x 20 watts	185 F
EL 401 F. Antivol auto	75 F
EL 401 H. Minuterie secteur	48 F

Coffret plastique P3
155x90x50 17,00 F



SN 76477.....32 F

KIT D'ENCEINTE 100 W eff.

Câblé sur panneau 70 x 40 cm

Version 2 VOIES

1 boomer 32 cm
1 tweeter piezo

450^F

HAUT RENDEMENT : 98 dB

Version 3 VOIES

1 boomer 32 cm
1 compression médium
1 tweeter piezo
1 filtre

590^F

HAUT RENDEMENT : 98 dB



Coffret nu pour kit
Finition noir mat

225^F

PROMOTIONS

Micro FM (sans fil).....175 F	Cassette SONY CHF 90.....9,50 F
Micro avec reverb.....195 F	Cassette SONY Métallique 60.....35 F
Casque BST stéréo.....55 F	Tweeter piezo-électrique.....60 F
Table mixage MM 40.....425 F	Par 10 pièces.....50 F
Egaliseur BST CT60.....700 F	Ch. écho analog. BST MCE 550 890 F
Tuner BST ID603.....850 F	Platine GARRARD
Gradateur 600 W.....49 F	Direct-drive strobo.....590 F
	HP auto BST CP 20. La paire.....121 F

« BLUE SOUND » 63, rue Baudricourt, 75013 PARIS
Règlement à la commande
Expédition en port dû (SERNAM)
Tél. 586.01.27

PENTASONIC EST OUVERT EN AOÛT !!



PENTA 16

5, rue Maurice-Bourdet, 75016 PARIS
Sur le pont de Grenelle. Tél.: 524.23.16
Bus 70/72. Maison de l'ORTF
Métro : Charles-Michels



PENTA 13

10, bd Arago, 75013 PARIS
Tél.: 336.26.05 Métro : Gobelins
Heures d'ouverture des magasins :
du lundi au samedi inclus
de 9 h à 12 h 30 et de 14 h à 19 h 30

PARTEZ GAGNANT AVEC UN METIER D'AVENIR



SUIVEZ LES COURS PAR CORRESPONDANCE INSTITUT ELECTRORADIO



Apprenez la théorie et la pratique, chez vous, avec du matériel ultra-moderne.

Pionnier de la Méthode Progressive, l'Institut Electroradio vous offre des cours très clairs, bien gradués, pleins de schémas et d'illustrations. Il vous offre en plus tous les composants vous permettant de monter vous-même vos propres appareils de mesure, et des matériels de qualité qui restent ensuite votre propriété.



Un vrai laboratoire chez vous, sur votre table de travail.

L'électronique, la Hi-Fi, la télé, ça s'apprend avec un fer à souder. C'est parce qu'ils combinent harmonieusement les leçons théoriques et les travaux pratiques que les cours de l'Institut Electroradio permettent des progrès rapides, à votre rythme personnel. Et nos professeurs (tous ingénieurs) sont là pour corriger votre travail, vous aider de leurs conseils.

Parmi nos 7 formations par correspondance, choisissez celle qui répond à vos ambitions.

Demandez notre documentation gratuite et vous recevrez notre brochure générale avec le plan détaillé du cours qui vous intéresse :

- Electronique générale
- Micro-électronique • Electro Technique
- Hi-Fi, Stéréo, Sonorisation • Oscilloscope
- TV noir et couleur • Informatique (logiciel)

Sans aucune obligation, vous découvrirez tous les appareils que vous monterez chez vous, grâce à nos composants de type professionnel. Et vous pourrez commencer à songer aux carrières passionnantes et bien payées qui sont prêtes à vous accueillir demain!

INSTITUT ELECTRORADIO

(Enseignement privé par correspondance)
26 rue Boileau, 75016 Paris

OCERP

Décidez de réussir votre carrière!

Pour recevoir notre documentation gratuite en couleurs remplissez soigneusement ce bon et renvoyez-le à l'Institut Electroradio.

Nom _____ Prénom _____ Age _____

Adresse _____

Code postal [] [] [] [] Ville _____ EL

désire recevoir gratuitement et sans engagement le programme détaillé du cours qui m'intéresse :

☐ Electronique générale ☐ Electrotechnique ☐ TV noir et couleur ☐ Micro-électronique ☐ Hi-Fi, stéréo ☐ Oscilloscope ☐ Informatique





Editions Techniques et Scientifiques Françaises

2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - TELEX : 230 472 PGV

MELLET et FAUREZ

RAFFIN

S
I
G
R
A
N
D

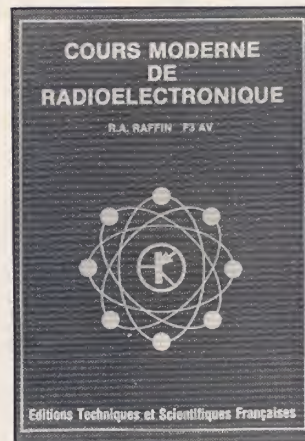
RADIO ET ELECTRONIQUE NAVIGATION DE PLAISANCE

- Par quel appareil commencer? • Quels sont ceux à prévoir ensuite? • Quel est le principe de leur fonctionnement? • Comment les utiliser? • Que faut-il savoir pour leur installation? • Quels sont les autres appareils apportant encore plus de commodités? • Quels sont les services offerts par les stations radiomaritimes? • Quels sont les formalités à remplir pour utiliser un radiotéléphone?

104 pages, format 15 x 21. **PRIX : 41 F.**

CODE du RADIO-AMATEUR trafic et réglementation

Cet ouvrage fait le tour des problèmes administratifs, — explique les multiples facettes de l'émission d'amateur, — donne la marche à suivre pour préparer les dossiers, — pour se présenter au contrôle des connaissances, — pour devenir cet indicatif que l'on entend parfois d'une oreille distraite sur un récepteur ondes courtes.

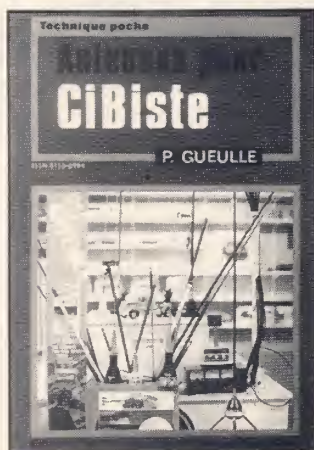
240 pages, format 15 x 21. **PRIX : 70 F.**

COURS MODERNE de RADIOELECTRONIQUE

Par cet ouvrage, nous nous proposons d'initier nos lecteurs, non seulement à la radiotechnique, mais aussi à l'électronique en général. Certaines règles théoriques, certaines lois, seront étudiées d'une manière assez approfondie ; ceci est absolument obligatoire pour la compréhension de quelques circuits de base élémentaires.

424 pages, format 15 x 21, RELIE. **PRIX: 130F.**

GUEULLE



ANTENNES POUR CIBISTE. Nécessité des antennes - Notions techniques - Le câble coaxial - Caractéristiques des antennes CiBi - Types courants d'antennes - Construire ou acheter? - Montages des antennes - Essais, mesures, réglages - Construction d'un TOS-mètre.

Collection Technique Poche.

128 pages, format 11,5 x 16,5. **PRIX : 29 F.**

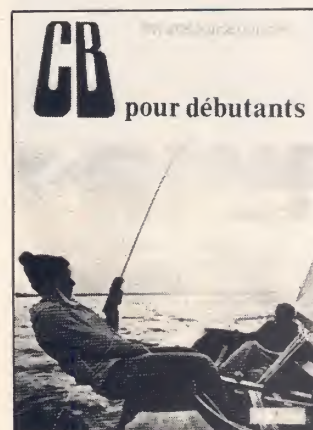
CB Service Tome 1 traite des principes de la technique CB depuis l'oscillateur jusqu'à la SSB et la FM, ainsi que des appareils à 40 canaux. Ensuite, un chapitre «L'appareil CB complet» (depuis le sélecteur de canaux jusqu'au clarifier) et «Antennes CB».

160 pages, format 15 x 21. **PRIX : 61 F.**K
A
R
A
M
A
N
O
L
I
S

CB Service Tome 2 comprend les chapitres «Accessoires CB» et «Appareils de mesure pour le service CB». La plus grande partie de ce volume est consacrée au chapitre «Mesures et recherche des pannes sur les appareils CB», qui va jusque dans les moindres détails.

160 pages, format 15 x 21. **PRIX : 61 F.**

KARAMANOLIS



CB pour DEBUTANTS. Cet ouvrage, sous forme de Questions-Réponses entre un débutant et un Cibiste chevronné, permet de comprendre facilement l'essentiel des termes, de la technique CiBi et répond à la plupart de vos questions.

74 pages, format 15 x 21. **PRIX : 38 F.**

Réglement à l'ordre de la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75480 Paris. Cedex 10

AUCUN ENVOI contre remboursement. Port Rdé jusqu'à 35 F : taxe fixe 10 F - De 35 à 75 F : taxe fixe 14 F - De 75 à 120 F : taxe fixe 20 F - Au-dessus de 120 F : taxe fixe 25 F.

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

374

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus proche	Approximative
2 SD 672	Si	NPN	40	1	300	20	60	330	T03	MJE 2160	
2 SD 673 AB	Si	NPN	60	7	100	25	60	120	T03	TI 1131	181 T 2A
2 SD 673 AC	Si	NPN	60	7	100	25	100	200	T03	BD 543 C	181 T 2 C
2 SD 674 AB	Si	NPN	80	7	120	25	60	120	T03	BD 543 D	181 T 2 A
2 SD 674 AC	Si	NPN	80	7	120	25	100	200	T03	BD 543 D	181 T 2 C
2 SD 675 AA	Si	NPN	100	12	140	25	35	70	T03	BD 141	BDX 51
2 SD 675 AB	Si	NPN	100	12	140	25	60	120	T03	BD 141	BDX 51
2 SD 676 AA	Si	NPN	125	12	160	25	35	70	T03	2 SD 738 AA	
2 SD 676 AB	Si	NPN	125	12	160	25	60	120	T03	2 SD 738 AB	
2 SD 676 AC	Si	NPN	125	12	160	25	100	200	T03	2 SD 738 AC	
2 SD 678 (1d)	Si	N/P	25	3	60	0,100	1000	10000	B26	2 SB 668	
2 SD 678 A (1d)	Si	N/P	25	3	80	0,100	1000	10000	B26	2 SB 668 A	
2 SD 679 (4)	Si	NPN	40	5	70	0,100	1000	10000	B26	BD 263	BD 677
2 SD 679 A (4)	Si	NPN	40	5	90	0,100	1000	10000	B26	BD 263 A	BD 679
2 SD 683 (5c)	Si	NPN	150	T. recouv. 15 μ S			30		T03	MJ 10002	MJ 13014
2 SD 683 A (5c)	Si	NPN	150	T. recouv. 15 μ S			30		T03	MJ 10003	MJ 13015
2 SD 684 (5c)	Si	NPN	30	T. recouv. 8 μ S			200		T066	2N 6078	2N 6079
2 SD 684 A (5c)	Si	NPN	30	T. recouv. 8 μ S			100		T066	2N 6078	2N 6079
2 SD 685 (5c)	Si	NPN	100	T. recouv. 8 μ S			100		T03	BUS 11	BUS 11 A
2 SD 686 (4)	Si	NPN	30	4	60		2000		T0220	BD 263	2N 6294
2 SD 687 (4)	Si	NPN	25	3	40		2000		T0220	BD 675 A	
2 SD 688 (4)	Si	NPN	8	1,5	100		2000		T039		BD 322 B
2 SD 689 (4)	Si	NPN	10	1,5	100		2000		T0220	2 SB 679	BD 322 B
2 SD 691 (4)	Si	NPN	40	6	80		500		T066	TIP 621	TIP 626
2 SD 692 (4)	Si	NPN	50	6	80		500		T03	TIP 626	TIP 621
2 SD 693 (4)	Si	NPN	80	10	450		150		T03	SDN 6252	SVT 6252
2 SD 704	Si	NPN	40	5	50		90	500	B26	BD 947	BD 949
2 SD 712	Si	NPN	30	4	100		55	300	B26	BD 591	BDY 79
2 SD 715 (4)	Si	NPN	80	7	110		200	24000	B35	2 SB 685	MJE 6045
2 SD 716	Si	NPN	60	6	100	8	55	160	B41	TIP 41 C	2 N 1490
2 SD 717	Si	NPN	80	10	50	10	70	240	B41	BD 245	MJE 33 A
2 SD 718	Si	NPN	80	8	120	8	65	160	B41	BD 543 D	2 N 1722 A
2 SD 720 (4)	Si	NPN	100	7	400		400	1500	T03	2 SD 520	TIP 152

(1d) comprend une paire complémentaire DARLINGTON. (4) transistor DARLINGTON. (5c) transistors de commutation.

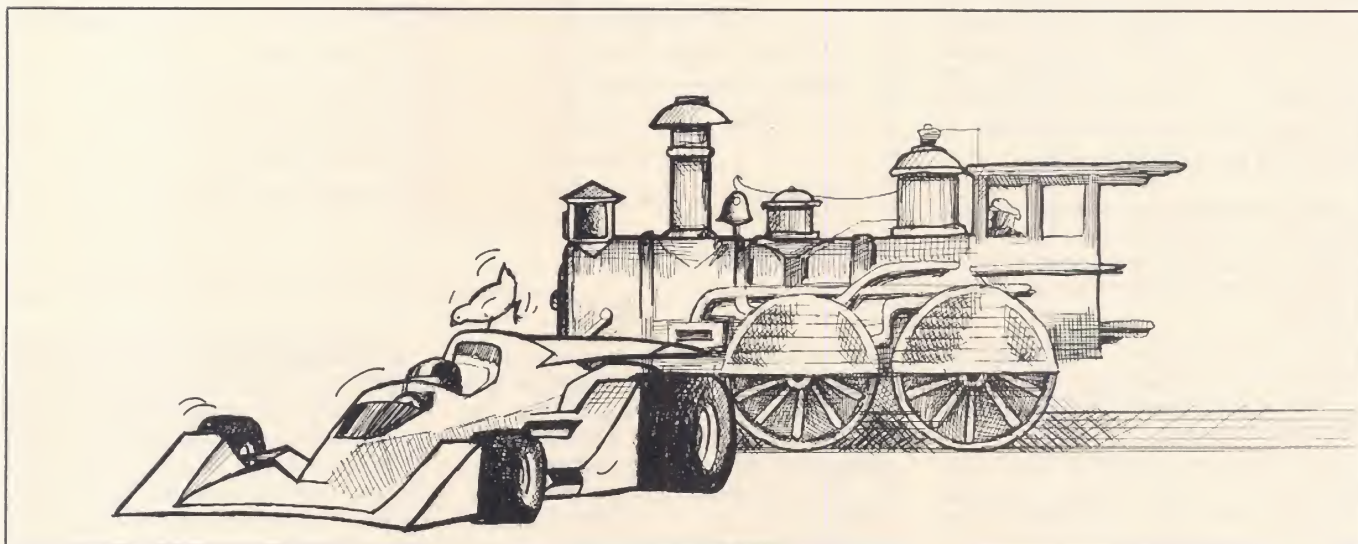
TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 721 (4)	Si	NPN	80	7	100		500		B26	BDW 73 C	TIP 132
2 SD 722 (4)	Si	NPN	100	7	120		500		B26	BDW 73 D	TIP 132
2 SD 723	Si	NPN	40	4	100		25	350	T0220	RCA 1 C03	BD 591
2 SD 724	Si	NPN	30	4	80		20		T0220	BD 589	D44C10
2 SD 725	Si	NPN	50	6	600		5		T03		BU 126
2 SD 726	Si	NPN	40	4	80	10	35	320	T0220	2 N 6123	BD 589
2 SD 727	Si	NPN	60	5	80	7	40	200	B38	2 N 4131	BD 295
2 SD 728	Si	NPN	70	6	100	7	40	200	B38	2N 5758	MJE41C
2 SD 729 H (4)	Si	NPN	125	20	100		1000	20000	T03	2N 6284	HEP 59142
2 SD 730 H (4)	Si	NPN	125	25	100		1000	20000	T03		2N 6284
2 SD 731	Si	NPN	80	7	120		40	200	T03	BD 543 D	BUX 60
2 SD 732	Si	NPN	80	8	120	15	40	200	T03	BD 543 D	
2 SD 732 K	Si	NPN	80	8	140	15	40	200	T03	MJ 4247	MJ 3247
2 SD 733	Si	NPN	100	12	140	15	40	320	T03	SK 3360	2N 3442
2 SD 733 K	Si	NPN	100	12	160	15	40	320	T03		2N 3240
2HSD 734	Si	NPN	0,500	0,700	20	250		230	T092	2N 6000	BC 548 A
2 SD 736	Si	NPN	100	12	140		35	200	F53		SK 3360
2 SD 736 AA	Si	NPN	100	12	140		35	70	F53		SK 3360
2 SD 736 AB	Si	NPN	100	12	140		60	120	F53		SK 3360
2 SD 736 AC	Si	NPN	100	12	140		100	200	F53		SK 3360
2 SD 738	Si	NPN	125	12	160		35	200	F53		2N 3240
2 SD 738 AA	Si	NPN	125	12	160	25	35	70	F53		2N 3240
2 SD 738 AB	Si	NPN	125	12	160	25	60	120	F53		2N 3240
2 SD 738 AC	Si	NPN	125	12	160	25	100	200	F53		2N 3240
2 SD 748	Si	NPN	80	3	200		25	200	T03	41506	TIP 75
2 SD 748 A	Si	NPN	80	3	250		25	200	T03	TIP 51	TIP 75A
2 SD 749	Si	NPN	50	3	300		15	60	T03	2N 5839	TIP 75B
2 SD 750	Si	NPN	100	15	80	1	40		T03	BD 450	2N 3055
2 SD 751	Si	NPN	100	9	140	7	40	200	B38	BD 141	BDX 51
2 SD 753	Si	NPN	150	15	200		35	200	T03	BUX 41	BUX 11
2 SD 754	Si	NPN	0,625	0,700	20	BF		300	T092	MPS 5137	BC 338 BP
2 SD 755	Si	NPN	0,750	0,050	100	350		1200	R195	2N 1493	2N 740 A
2 SD 756	Si	NPN	0,750	0,050	120	350		1200	R195	2N 5184	BC 285

(4) transistor DARLINGTON.

Ces sons étranges venus du SN 76477...

- Poussin électronique
- Course auto ou moto avec accident
- Train à vapeur

Temps ⌚
Difficulté ★★
Dépense 🐷
(Pour chacun des montages)



La synthèse d'un bruit ou d'une sonorité quelconque consiste à mettre en œuvre des circuits électroniques permettant de recréer le son naturel par mélange de ses composantes fondamentales. Dans le passé, aucun circuit intégré n'était spécialisé à cet effet, et il fallait réaliser des montages qui n'avaient de discret que le nom.

L'intérêt des industriels pour un tel produit décida Texas Instruments à développer un circuit intégré évolutif, véritable processeur combinant analogique et digital en technologies bipolaires et Isoplanar (I²L). Les nombreuses applications possibles du SN 76477 nous conduiront donc à le décrire en plusieurs temps. Pour ce mois-ci, nous verrons quelques circuits simples étudiés pour une fonction bien précise. Ultérieurement, nous vous offrirons une étude plus complexe à l'occasion de la réalisation d'un synthétiseur de recherche compact qui sera un véritable laboratoire de développement du SN 76477.

Ce produit qui est le premier en son genre à nous parvenir risque fort d'éveiller l'attention du lecteur. Il est disponible couramment pour moins de cinquante francs, ce qui montre son succès rapide auprès des utilisateurs.

Portrait simplifié du synthétiseur SN 76477

Lorsque l'on procède à l'analyse spectrale des sons naturels ou des sons mécaniques il devient évident qu'ils sont tous composés de une ou plusieurs des trois fonctions sonores de base qui sont les suivantes :

- une fréquence unique,
- des fréquences variables,
- du bruit aléatoire (genre bruit blanc ou bruit rose).

Le SN 76477 a été étudié pour offrir ces fonctions de façon individuelle ou groupée de telle sorte que tout bruit (ou presque) défini par l'utilisateur puisse être synthétisé avec une poignée de composants périphériques.

En plus de la génération des fonctions sonores de base décrites ci-dessus, le boîtier contient la plupart des circuits de commande temporelle et les formants traditionnellement employés pour approcher la vérité sonore.

C'est ainsi que la forme d'onde de sortie peut être permanente, découpée, ou même n'apparaître que pour un certain temps une fois par com-

mande. L'allure du signal composite peut par ailleurs être ajustée à la demande par différentes possibilités d'enveloppe globale, un contrôle d'amplitude, une programmation de l'attaque et de la descente du signal par des réglages séparés.

La souplesse de tous ces circuits est due autant à leur large domaine de fonctionnement en fréquence qu'au brochage du boîtier que nous proposons en figure 1. Le constructeur a prévu en effet l'accès maximum aux sous ensembles du SN 76477, ce qui en fait un générateur de sons complexes habillé au format 28 pins Dual in Line.

Pour l'examen du schéma synoptique de la figure 2, nous avons employé un code simple qui situe le mode d'accès aux broches du circuit intégré :

- un cercle indique une programmation par condensateur,
- un carré indique une programmation par résistance.
- un losange indique une programmation par niveau analogique, par exemple une tension continue ou sinusoïdale.

Sélection enveloppe 1 (entrée)	1	28	Sélection enveloppe 2
Masse	2	27	Sélection mélangeur C
Horloge de bruit, externe	3	26	Sélection mélangeur A
Résistance de l'horloge de bruit	4	25	Sélection mélangeur B
Rés. de contrôle du filtre de bruit	5	24	Résistance de contrôle du monostable
Cap de contrôle du filtre de bruit	6	23	Capacité de contrôle du monostable
Rés. de contrôle d'amortissement	7	22	Sélection VCO
Cap. du temps d'attaque/amortissement	8	21	Cap. de contrôle de l'osc. super basse fréquence
Dispositif d'impulsion	9	20	Rés. de contrôle de l'osc. super basse fréquence
Résistance de contrôle d'attaque	10	19	Contrôle de timbre
Résistance de contrôle d'amplitude	11	18	Résistance de contrôle du VCO
Résistance de réaction BF	12	17	Capacité de contrôle du VCO
Sortie audio	13	16	Contrôle externe du VCO
entrée alimentation non régulée (+9V)	14	15	Entrée / Sortie +5V régulés

Figure 1 : Brochage du SN 76477

- un triangle indique une programmation par niveau logique qui sera issu d'un circuit externe en C-MOS, TTL (toutes familles), ou même par un microprocesseur (toutes technologies). L'important étant l'alignement sur 5 V du pilote, même si ces entrées tolèrent 15 V.

L'alimentation du circuit intégré est le premier point à découvrir, c'est par là uniquement qu'il est vulnérable en cas d'erreur. Le constructeur a voulu offrir la compatibilité avec une simple pile de 9 V à son boîtier — bravo — la consommation réduite fut le premier paramètre fa-

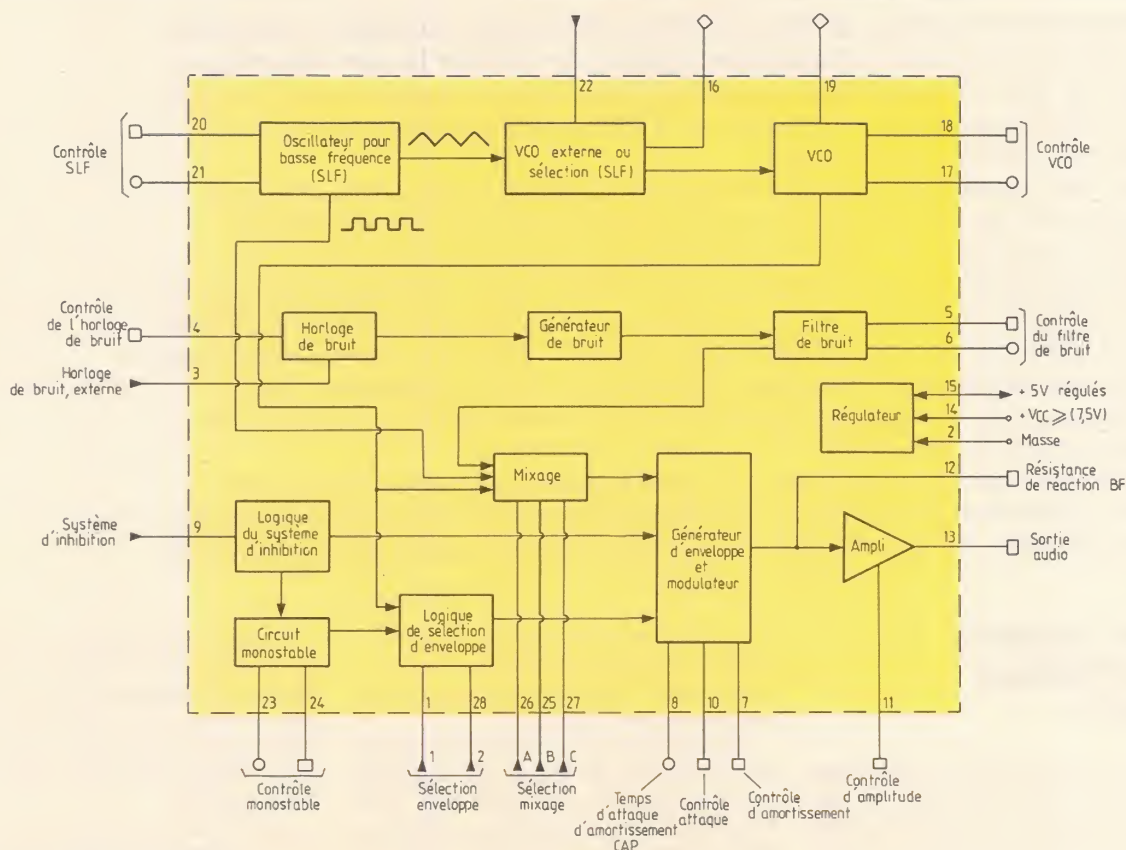


Figure 2 : Synoptique du SN 76477

vorable. Un régulateur de tension simplifiée fut le second.

La tension de 9 V (du moins supérieure à 7,5 V et inférieure à 12 V) entre par la broche 14 dans le circuit intégré, traverse une diode série et attaque un régulateur Zener + transistor. En sortie, sur la borne 15, on trouve un potentiel invariable de 5 V qui alimente toute la circuiterie du SN 76477. Pour des circuits intégrés périphériques qui nécessiteraient également du 5 V, on pourra l'extraire de la borne 25 avec un débit maximum de 10 mA.

Attention dans ce cas à éviter tout court-circuit, car la ligne + 5 V n'est pas protégée en courant et serait détruite. Si par contre, le SN 76477 est monté dans un système logique complexe où l'on dispose déjà de + 5 V stabilisés, il est possible d'entrer ce potentiel sur la broche 15. Pour ce faire, on laissera libre la borne 14, et on veillera à appliquer uniquement + 5 V en 15 sous peine de fort échauffement.

Pour une utilisation 9 V (entre 14 et masse) l'inversion accidentelle de la pile sera sans danger pour le circuit intégré grâce à la diode série qui précède la régulation. Cette régulation permettra d'obtenir des sonorités assez peu variables en fonction de l'usure de la pile 9 V. Comme on le voit, l'étude a été optimisée par Texas Instruments.

Les trois fonctions sonores de base sont réalisées par les modules VCO, SLF et générateur de bruit.

La section VCO (oscillateur contrôlé par tension) délivre une fréquence pure dont la valeur de base est déterminée par un condensateur en pin 17 et une résistance en pin 18. Dans le cas où la borne 16 descend vers 0 V, elle provoque une augmentation de la fréquence initiale du VCO. On peut couramment monter un potentiomètre suivi d'une résistance talon de même valeur (reliée au + 5 V). Ainsi le curseur permettra-t-il de contrôler la zone + 2,5 V (= fréquence mini) à 0 V (= fréquence maxi).

Cette variation de 2,5 V à 0 V entraîne un glissement de fréquence de 1 à 10 fois environ, ce qui ne manque pas d'intérêt pour des sonorités complexes. La gamme de fréquences de ce VCO va de quelques fractions de Hertz à bien plus de 20 kHz, et techniquement, ce circuit fonctionnant comme tous les autres en 5 V peut travailler avec de fortes valeurs de résistances, donc de pe-

tits condensateurs et peu d'énergie électrique.

Le SLF (Super Low Frequency Oscillator) est un générateur très basse fréquence que l'on utilisera dans la pratique entre 0,1 Hz et 30 Hz, malgré son aptitude à atteindre 20 kHz. Son rôle sera de moduler le son du VCO, par exemple en assurant une wobble automatique programmable.

La fréquence fondamentale du SLF est fournie par un condensateur en pin 21 et une résistance en pin 20. Le circuit interne étant exactement identique à celui du VCO, la valeur minimum de résistance sera de 4,7 k Ω et la fréquence sera globalement :

$$f = \frac{0,64}{R \times C}$$

(En Hertz, Ohms et Farads)

La broche 22 sélectionne le mode de wobble du VCO. Si cette borne est portée à 1 (+ 5 V), le SLF module en BF le VCO. Dans le cas contraire (niveau logique 0), le contrôle sera externe et s'opérera par la pin 16. A ce niveau, la commande en tension peut être fixe ou de forme analogique quelconque, même une intégration de signaux digitaux conviendra. Si cette tension est située entre + 2,5 V et + 5 V, elle finira par bloquer le son, ce qui peut être profitable dans certains cas.

Quelle que soit la basse fréquence qui module le VCO, par la SLF ou par le pin 16, le signal est initialement carré et de rapport cyclique 1/1. Une variation de timbre a donc été fournie en pin 19 (pitch Control), qui modifie ce rapport cyclique, mais sans altérer la fréquence du VCO. Cette borne a une sensibilité comparable à la borne 16 : elle travaille entre 2,5 V et 0 V pour changer le rapport de 50 % à 18 %. Dans la zone de 2,5 V à 5 V, elle laisse ce rapport

cyclique unitaire, soit un taux de forme de 50 %.

La section générateur de bruit se compose d'un oscillateur en anneau (inverseurs logiques I²L), puis d'un registre à décalage I²L, et enfin d'un filtre actif passe-bas programmable. La technique de génération de bruit blanc par un registre à décalage a été préférée à celle consistant à faire « souffler » une diode Zener ou une jonction en inverse. L'avantage est double : pas de variations thermiques à craindre et possibilité de piloter le générateur de bruit par une fréquence d'horloge calibrée ou non.

Le bloc de bruit est donc un générateur du type pseudo-aléatoire, ce qui permettra une éventuelle synchronisation sur horloge logique externe. Pour ce faire, on porte la broche 4 au niveau logique 1, et on entre la fréquence pilote en 3.

La simple méthode utilisant l'horloge interne de bruit consiste à placer 47 k Ω (typiquement) entre 4 et masse, et à laisser libre le 3. Ceci détermine une fréquence interne correcte pour la plupart des cas. Si l'on souhaite changer cette valeur, on ne dépassera jamais 100 k Ω , ce qui donne une basse fréquence d'horloge de bruit.

Le filtre de bruit a une pente de 3 dB/octave qui n'est hélas pas modifiable, ce que certains considèrent comme le défaut du SN 76477. Quoi qu'il en soit, une résistance en pin 5 et un condensateur en pin 6 programmeront simplement la fréquence de coupure haute du filtre. On ne doit pas descendre sous 4,7 k Ω pour cette résistance qui doit être conservée même en l'absence de condensateur, soit quand on veut mettre hors-service ce filtre actif.

Le mixage est du type digital : ce n'est pas la fonction analogique de sommation de signaux, mais la

Entrées logiques de programmation			Sortie du mixer
A (pin 26)	B (pin 25)	C (pin 27)	
0	0	0	VCO seul
1	0	0	SLF seul
0	1	0	Bruit Blanc seul
1	1	0	VCO/Bruit blanc
0	0	1	SLF/Bruit blanc
1	0	1	VCO/SLF/Bruit Blanc
0	1	1	SLF/VCO
1	1	1	Inhibition du mixer

Figure 3 : Tableau de programmation du mixer.

fonction logique « ET » qui réalise l'opération. Donc les signaux seront acheminés ou non suivant les autorisations logiques reçues sur les bornes de programmation 25 à 27. Le tableau de validation des trois fonctions sonores de base est donné à la figure 3.

Puisqu'il s'agit d'un mixer digital, il n'y a pas simultanéité des sons même quand ils sont validés ensemble dans le tableau. En fait, la résultante est une fonction de logique combinatoire ET, mais pas une addition analogique des sons. Pour obtenir une impression auditive de simultanéité des sources, il faut (et il suffit de) les valider sur les entrées A, B et C **alternativement**. Pour ce faire, on réalise une commande en temps égal pour chaque validation, et ce à 20 kHz au moins pour rester inaudible : c'est la technique du chopper.

Un dispositif d'inhibition prioritaire est inclus dans le circuit intégré. On le contrôle par un niveau logique présenté en pin 9. Si ce niveau est 0, le SN 76477 peut, en accord avec les autres programmations, exprimer des sons. Dans le cas d'une mise à 1 de la pin 9, le système devient muet, ce qui permet une activité à la demande du SN 76477.

Si les sélecteurs d'enveloppe 1 et 2 (puis 1 et 28) sont en position monostable, la pin 9 acquiert une fonction supplémentaire. Si en effet elle détecte un front logique descendant (de 1 à 0), elle déclenche la bascule monostable interne, et la temporisation prévue commence. Nous verrons que le son final peut ne durer que l'espace de cette temporisation ; il devient alors évident que la pin 9 est un mode de séquençement ou de répétition très accessible. La sonorisation de jeux divers en utilise fréquemment les possibilités.

Le monostable que nous venons d'évoquer est lié à une bascule R-S qui le déclenche en se mettant à 1. De fait ce monostable est non-redéclenchable avant la fin de temporisation qui seule remet à zéro la bascule de commande. Ceci est analogue en fonctionnement au populaire NE 555.

Les composants de temporisation sont reliés à la pin 24 pour la résistance et à la pin 23 pour le condensateur. Si la valeur minimum de résistance est encore de 4,7 k Ω , il est ici possible de monter un condensateur de valeur élevée pour une longue temporisation. La relation globale est donnée ainsi :

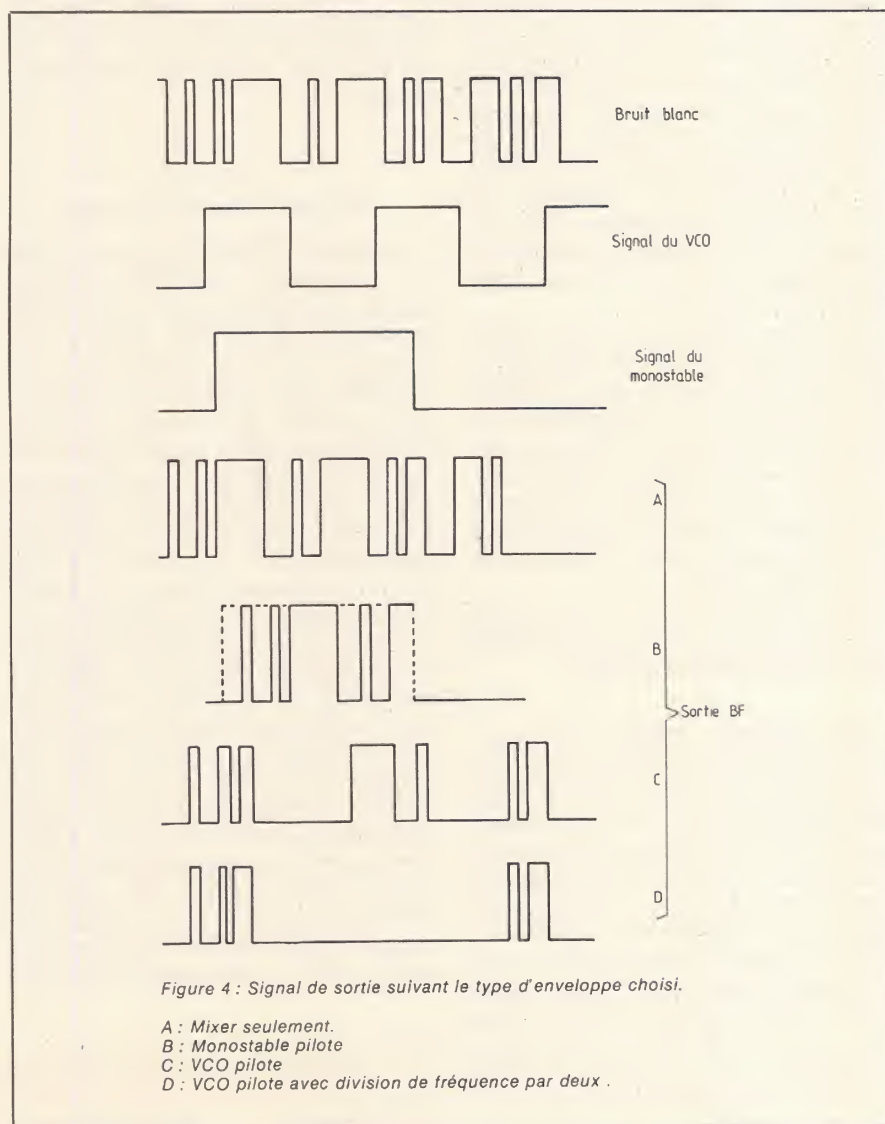
$$\text{Temporisation} = 0,8 RC.$$

Il faut noter que si une sonorité doit avoir un certain temps d'attaque, puis un autre d'affaiblissement, dans une opération par monostable, le temps d'attaque est inclus dans la temporisation. Le temps de décroissance du son, par contre sera systématiquement ajouté en fin de temporisation, car il n'en fait pas partie.

La sélection d'enveloppe s'opère parmi quatre types possibles. Elle est assurée par une programmation logique des bornes 1 et

28 (voir figure 5). Dans la configuration « mixer seulement », la sortie n'est pas modelée par un signal d'enveloppe : c'est une forme d'onde intégrale qui dépend seulement de la programmation établie sur le mixer. À titre d'exemple, nous montrons en figure 4 les formes d'ondes possibles selon le type d'enveloppe choisi, avec pour source sonore le bruit blanc pseudo-aléatoire.

Voici maintenant la table de vérité du système sélecteur d'enveloppe :



Programmation de l'enveloppe		Sortie obtenue
Pin 28	Pin 1	
0	0	VCO pilote
1	0	Mixer seulement
0	1	Monostable pilote
1	1	VCO pilote avec F/2

Figure 5 : Sélection d'enveloppe.

rants. Nous avons monté sur la maquette la paire 2N 2222/2N 2907, avantagée par un fort IC(max), mais tout couple de TO 92 époxy supportant 300 mA en IC fera l'affaire.

Cet amplificateur en classe B établit son point de repos théorique à la demi-tension d'alimentation, ce qui oblige à faire une liaison capacitive par C4 vers le haut-parleur miniature de 8 Ω . En pratique, la tension réelle mesurable sur le + de C4 dépend de chaque couple de transistors Q1 et Q2. Parce qu'ils ne sont pas appariés, on s'écarte de la demi-tension d'alimentation, et l'un est toujours plus chaud que l'autre au repos comme en service.

La résistance R5 fixe l'impédance de charge de l'ampli incorporé au SN 76477, ainsi que celle d'entrée du push-pull. Nous l'avons fixée à 10 k Ω sur toutes nos maquettes, ce qui semble une bonne valeur. La résistance R4 permet la contre-réaction du SN 76477 qui n'est pas interne, et 100 k Ω sera notre norme.

Le contrôle d'amplitude BF est programmé par R2 (pin 11) pour rester sous la limite de l'écrêtage et finalement C3 placé sur la ligne d'alimentation contribue à réduire l'impédance de la pile 9 V pour un fonctionnement correct. Sa valeur de 10 μ F peut être augmentée notablement sans aucune problème.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé est celui de la figure 7.

On disposera tous les éléments conformément à la figure 8. Les potentiomètres P1 et P2 sont des ajustables, mais rien n'empêche pour une mise en boîte de les placer en façade et non sur circuit. Le SN 76477 n'étant

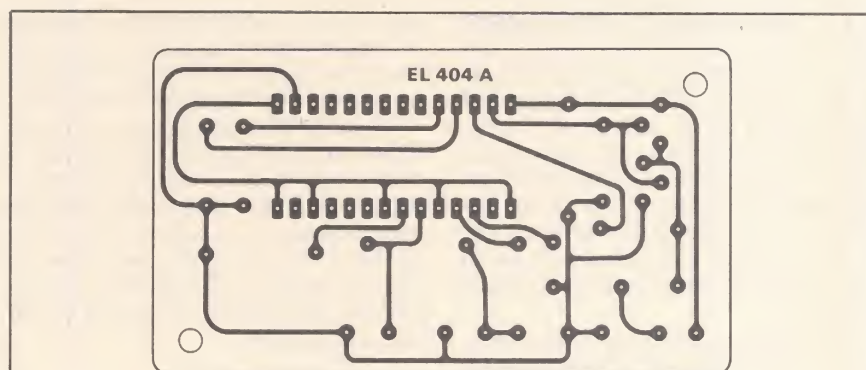


Figure 7 : Tracé du circuit imprimé.

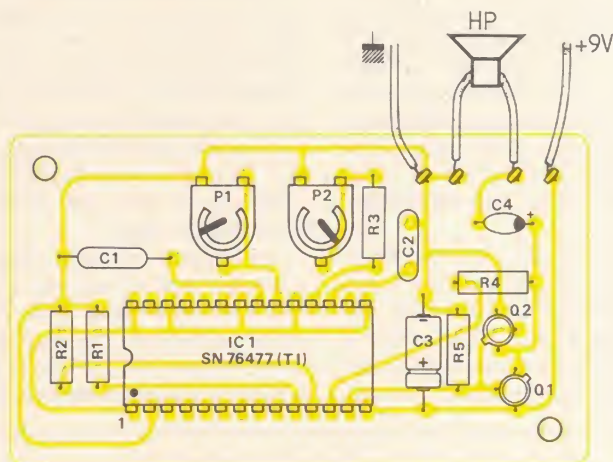


Figure 8 : Implantation des composants.

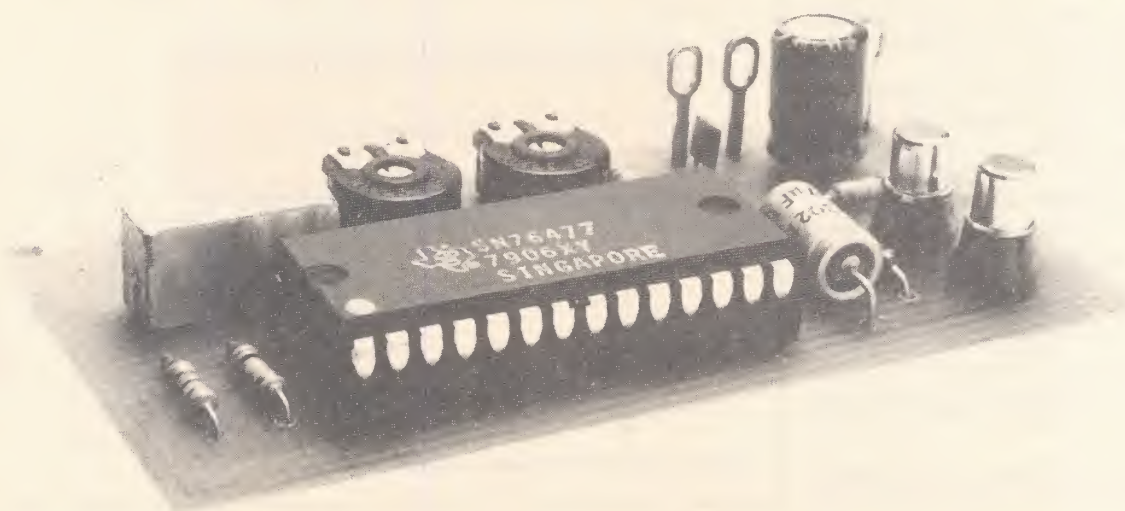
pas fragile se passe volontiers de support, mais nous en plaçons par habitude pour tester plusieurs circuits intégrés sur chaque maquette.

Les quatre cosses à souder permettent une liaison simple au HP (cosses centrales) et à la pile 9 V (cosses extérieures). Si la pile est raccorder en inverse, nous savons qu'il n'y aura pas de dégâts. Le HP lui-même

peut-être raccorder sans observer sa polarité propre.

La mise sous tension donne l'effet voulu tout de suite, et la manœuvre de P1 et P2 permet d'aller du poussin enrôlé et paresseux au canari en folie.

Le fait de changer les valeurs de C1 et C2 offre d'autres sonorités. Texas Instruments conseillait de pla-



Signalons l'intéressante possibilité de sonoriser 2 véhicules avec un seul SN 76477. Pour ce faire, on devra reproduire sur le SLF ce qui est associé au VCO. Ici le SLF travaillera en second VCO, ce que leur identité électrique rend possible. Ensuite, il faudra valider VCO et SLF avec un chopper ou multiplexeur tel celui décrit dans l'application suivante.

Réalisation pratique de la course automobile

Le circuit imprimé sera tracé selon la figure 10.

On trouvera quelques composants supplémentaires par rapport à la réalisation précédente comme le montre la figure 11. On les montera dans le sens correct comme il se doit.

Le bouton poussoir B.P. 1 (accident) sera relié entre les cosses A et B du circuit imprimé. Le potentiomètre sera avantageusement disposé à l'extérieur du circuit, car il s'agit d'une commande manuelle dans la plupart des cas.

Train à vapeur avec sifflet

Cet effet sonore est un peu plus complexe que les précédents comme on peut le voir sur la figure 12. Il s'agit de recréer le bruit caractéristique d'une locomotive à vapeur, du halètement (arrêt en gare) au « teuf... teuf... » du rapide filant dans la nuit. Le sifflet est prévu par bouton poussoir et le tout sonorise de façon excellente un train électrique miniature.

Par un strap établi en A ou en B, on programme le son permanent en l'absence de pression sur le bouton. Le strap A donne la locomotive et le strap B donne le sifflet (alors la locomotive est commandée au bouton). Pour notre application, le strap A sera câblé seul. Il met en service le SLF dont les composants C4, R6 et P1 régissent la vitesse du train.

Le SLF valide régulièrement le générateur de bruit blanc filtré par les composants R4, R5 et C2. C'est donc un souffle découpé à cadence variable qui restitue la locomotive.

La fonction sifflet est confiée au VCO dont la fréquence fondamentale est fixée par R8 et C5. Le pont R12-R13 détermine l'accord exact de la tonalité (que l'on peut d'ailleurs modifier).

La nouveauté réside dans le circuit chopper réalisé autour de IC2.

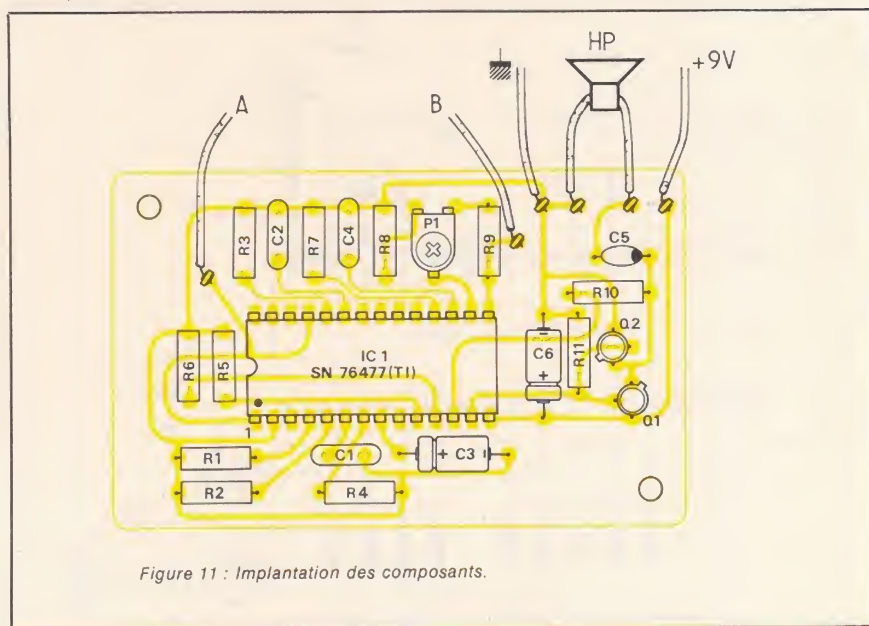


Figure 11 : Implantation des composants.

C'est un multivibrateur astable de rapport cyclique quasiment unitaire. Son rôle est de mélanger SLF et bruit blanc avec le sifflet du VCO lors d'une pression sur BP1. C'est ainsi que par validations successives et de durées égales, l'impression auditive sera la simultanéité des sons locomotive et sifflet.

Une telle technique est fort intéressante et fonctionne parfaitement si les sons sont hachés à une fréquence supérieure à l'audible. Par sécurité, nous avons fait travailler le 555 à environ 31 kHz pour bénéficier d'une marge de sécurité confortable. Enfin le 555 s'alimente sur les 5 V régulés

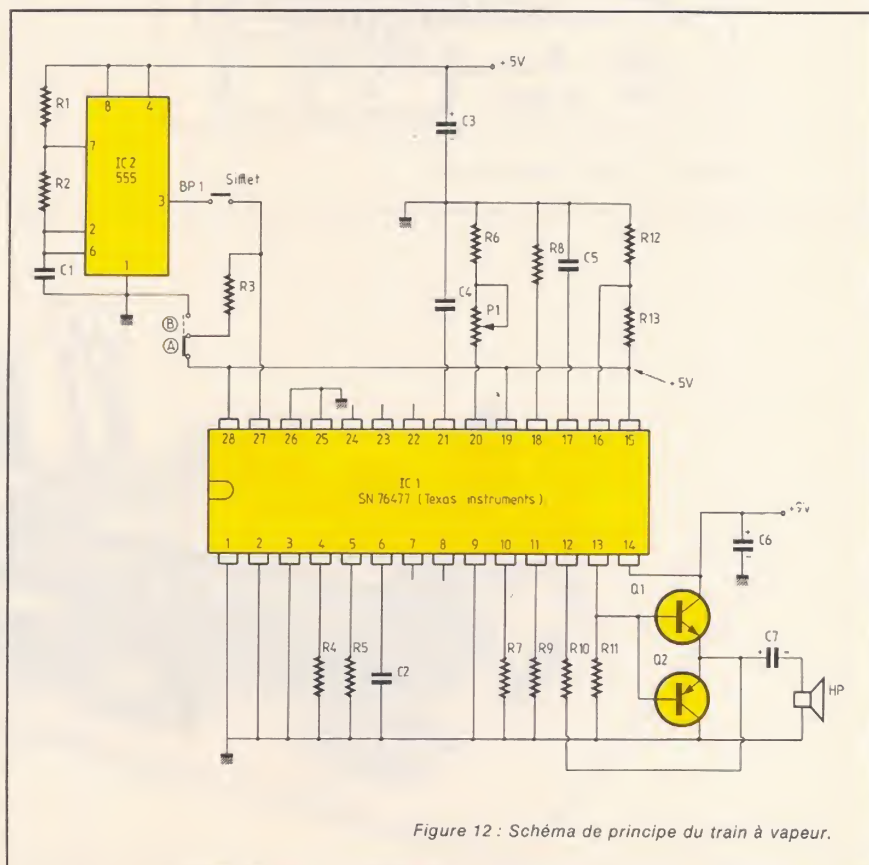


Figure 12 : Schéma de principe du train à vapeur.

du SN 76477 et C3 lui sert de filtre en absorbant ses parasites de commutation.

La réalisation pratique du train à vapeur

Elle consiste à reproduire le tracé du circuit imprimé publié en figure 13. Ensuite il faut procéder à la pose des composants en accordant un soin particulier au montage et à la disposition des éléments que nous donnons en figure 14.

Sur notre circuit imprimé figurent le bouton poussoir BP1 et le potentiomètre de vitesse de la locomotive P1. Il est bien évident que ces composants peuvent être éloignés de la carte et montés en façade pour une mise en coffret. Dans ce cas, l'utilisation de fils blindés pour effectuer les liaisons est possible mais non indispensable, principalement si le coffret est métallique et relié à la masse électrique du circuit. Quant aux supports pour IC1 et IC2, ils sont parfaitement facultatifs.

La réalisation pratique des cartes imprimées (méthode artisanale)

Toutes nos maquettes ont été réalisées sur une boîte de connexion sans soudure LAB-DEC de Sieber Scientific.

Cette méthode nous fut précieuse et reste conseillée à l'expérimentateur.

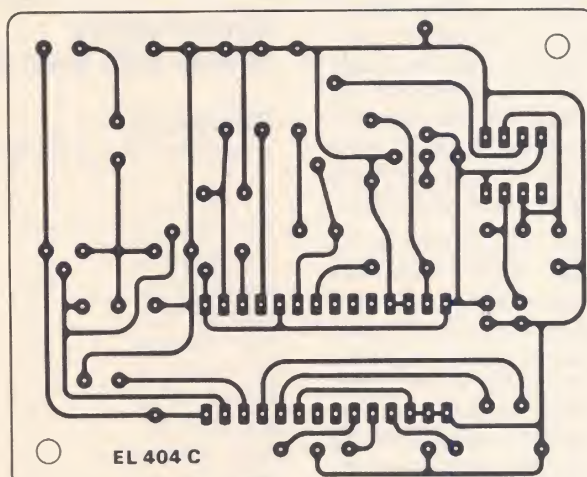


Figure 13 : Tracé du circuit imprimé.

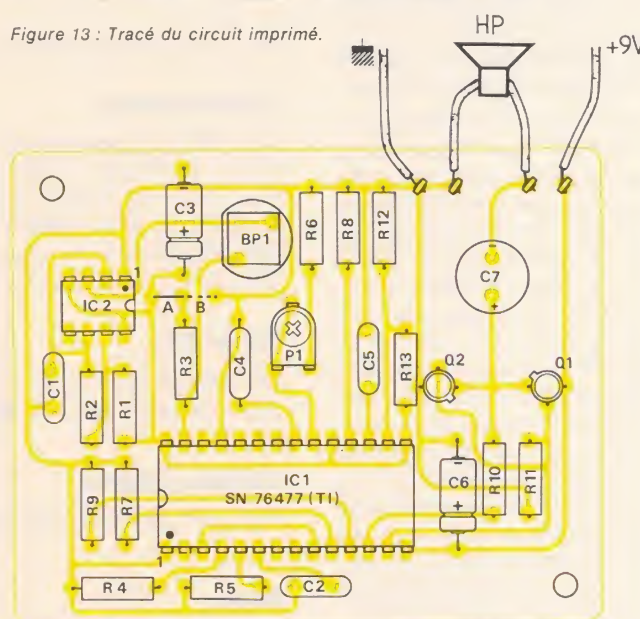
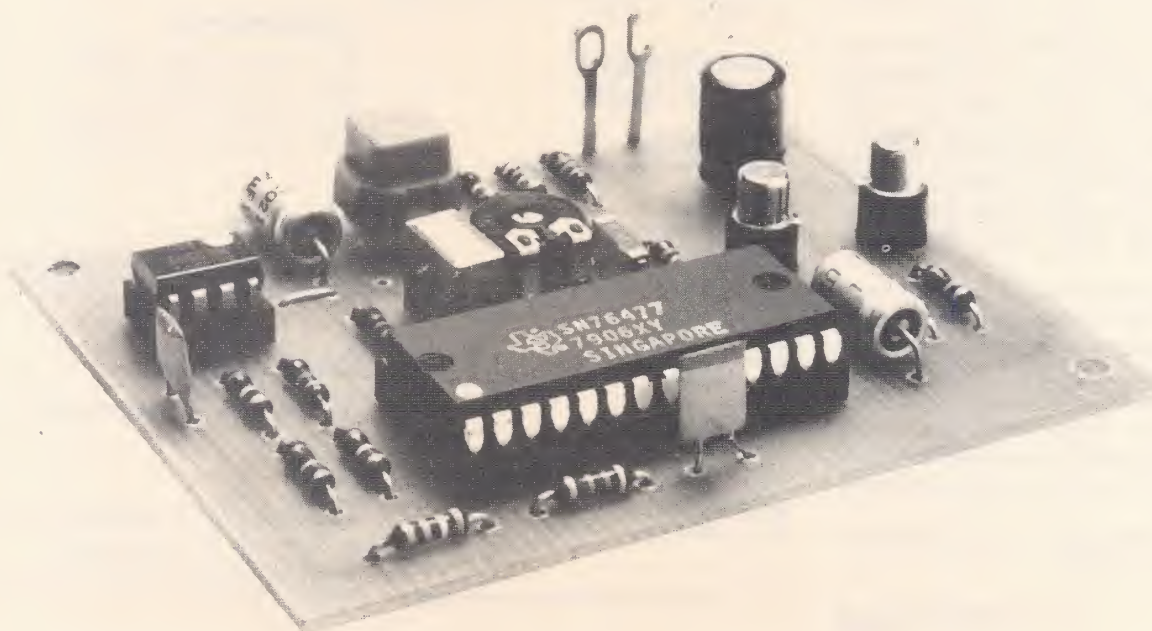


Figure 14 : Implantation des composants.



Pour une réalisation définitive sur plaquette imprimée, plusieurs techniques sont possibles : pistes adhésives pré-découpées (Cirquicq ou Bishop Graphics), transferts à gratter résistant au perchlore, stylo marqueur ou reproduction par méthode photo (sans transfert par exemple).

Nous décrivons ici la méthode du stylo marqueur (genre DECON DALO) que l'auteur utilise couramment. En premier lieu, il faut poser une feuille de calque sur le tracé du circuit que nous publions, et marquer chaque emplacement de perçage par un point au crayon feutre noir. Il faut ensuite décalquer les quatre côtés du circuit imprimé afin de former le rectangle de ses dimensions, ce qui permettra un cadrage correcte sur la plaque brute d'époxy.

Avec une fine scie à métaux on découpe l'époxy aux dimensions exactes, puis le calque sur son cadre de façon à ce que les deux éléments se superposent. En travaillant du côté cuivré, on fixe le calque sur la carte avec un ruban adhésif transparent qui fait le tour. Il ne reste qu'à percer chaque point avec du 0,8 ou 1 mm en général, sauf les fixations mécaniques qui seront agrandies en 3 ou 3,5 mm pour le passage des vis.

A l'aide de l'outil à polir ou de petites meules douces, on effectue à la mini-perceuse le travail de ponçage du cuivre qui doit être brillant et très lisse autour des trous. Enfin on nettoie à l'alcool ou au trichloréthylène avant de tracer les pistes au stylo.

Le tracé au stylo peut être fort rapide, sauf si on oublie que l'alimentation de la pointe se fait par pression sur celle-ci, et qu'il y a une pointe de rechange au bout du stylo !

Quand le tracé est conforme à ce que nous publions, il ne reste qu'à laisser sécher 10 minutes avant de gratter avec une pointe les bavures inévitables. Ceci est très fréquent entre les broches des circuits intégrés, et le nôtre en a 28. Ne rien dessiner si une broche reste libre électrique-ment.

Si tout est correct, il ne reste qu'à tremper dans le bain de perchlore de fer pour graver la plaque. Ensuite on la rince dans l'eau sans frotter pour ne pas ôter l'encre et favoriser l'oxydation. Après séchage, il ne reste qu'à passer du trichloréthylène pour voir le cuivre revenir, et la carte est prête.

Prochainement, d'autres applications du SN 76477.

D. JACOVOPOULOS

Nomenclature course auto avec crash

Résistances

à couche 5 % - 0,25 W

R1 : 47 k Ω
R2 : 330 k Ω
R3 : 220 k Ω
R4 : 68 k Ω
R5 : 4,7 k Ω
R6 : 150 k Ω
R7 : 470 k Ω
R8 : 4,7 k Ω
R9 : 47 k Ω
R10 : 100 k Ω
R11 : 10 k Ω

P1 : 47 k Ω Ajustable horizontal

Condensateurs

C1 : 390 pF céramique
C2 : 0,1 μ F/250 V MKH
C3 : 10 μ F/12 V chimique
C4 : 47 nF/250 V MKH
C5 : 22 μ F/12 V chimique
C6 : 10 μ F/12 V chimique

Transistors

Q1 : 2N 2222, BC 107, BC 182, etc.
Q2 : 2N 2907, BC 177, BC 212, etc.

Circuits intégrés

IC1 : SN 76477 (Texas Instruments)

Divers

- Un bouton poussoir
- Un support à souder 28 pins
- Une pile 9 V avec clips
- Un HP miniature (50 mm) de 8 Ω à 100 Ω - 0,2 W.

Nomenclature Train à vapeur

Résistances

à couche 5 % - 0,25 W

R1 : 1 k Ω
R2 : 100 k Ω
R3 : 5,6 k Ω
R4 : 39 k Ω
R5 : 47 k Ω
R6 : 100 k Ω
R7 : 100 k Ω
R8 : 47 k Ω
R9 : 100 k Ω
R10 : 100 k Ω
R11 : 10 k Ω
R12 : 27 k Ω
R13 : 68 k Ω

P1 : 1 M Ω Ajustable horizontal

Condensateurs

C1 : 220 pF céramique
C2 : 390 pF céramique
C3 : 10 μ F/12 V chimique
C4 : 0,22 μ F/250 V MKH
C5 : 10 nF/250 V MKH
C6 : 10 μ F/12 V chimique
C7 : 22 μ F/12 V chimique

Transistors

Q1 : 2N 2222, BC 107, BC 182, etc.
C2 : 2N 2907, BC 177, BC 212, etc.

Circuits intégrés

IC1 : SN 76477 (Texas Instruments)
IC2 : 555

Divers

- Un bouton poussoir
- Un support à souder 28 pins
- Une pile 9 V avec clips
- Un HP miniature (50 mm) de 8 Ω à 100 Ω /0,2 W.

Nomenclature du poussin électronique

Résistances

à couche 5 % - 0,25 W.

R1 : 100 k Ω
R2 : 150 k Ω
R3 : 220 k Ω
R4 : 100 k Ω
R5 : 10 k Ω

P1 : 1 M Ω Ajustable horizontal
P2 : 220 k Ω Ajustable horizontal

Condensateurs

C1 : 0,47 μ F/250 V MKH
C2 : 1 nF céramique
C3 : 10 μ F/12 V chimique
C4 : 22 μ F/12 V chimique

Transistors

Q1 : 2N 2222, BC 107, BC 182, etc.
Q2 : 2N 2907, BC 177, BC 212, etc.

Circuits intégrés

IC1 : SN 76477 (Texas Instruments).

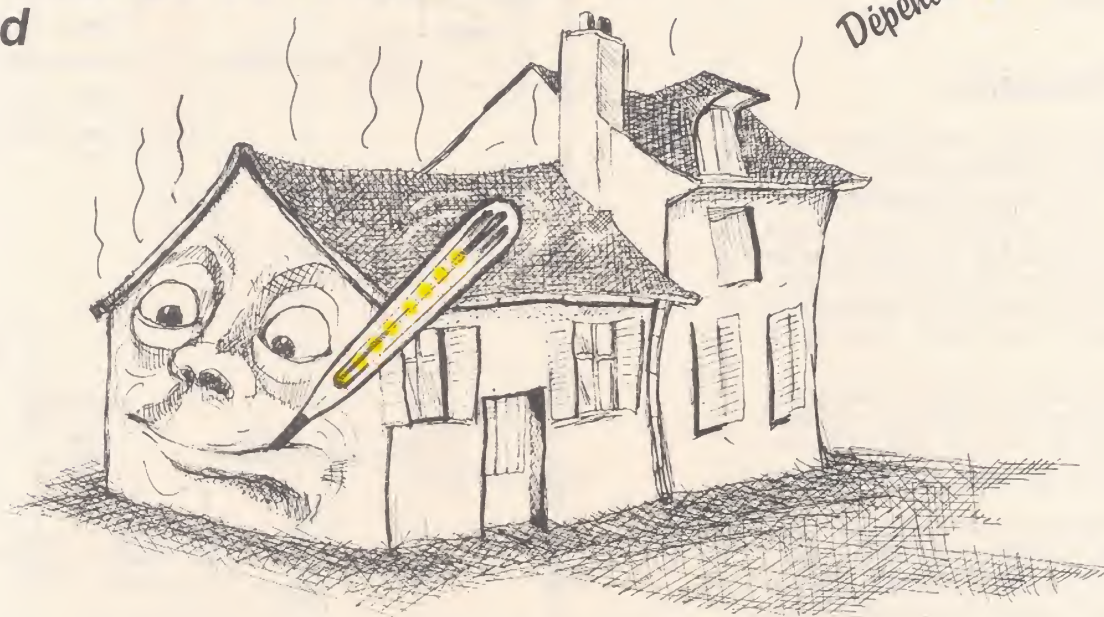
Divers

- Un support à souder 28 pins
- Une pile 9 V avec clips
- Un HP miniature (50 mm) de 8 Ω à 100 Ω /0,2 W.

Thermostat électronique

avec affichage de la température par Led

Temps ⚡
Difficulté ★★
Dépense 🐷🐷



De nombreux radiateurs électriques utilisent comme capteur de température un bulbe dont le défaut essentiel est de présenter un hystérésis de quelques degrés ce qui a pour conséquence de produire une mauvaise régulation et d'accroître la consommation électrique (ce qui est peu recommandé vu le prix du kilowatt/heure).

Le montage proposé utilise quant à lui une thermistance associée à quelques circuits intégrés ce qui permet d'obtenir un hystérésis bien inférieur, que l'on situera autour de 0,3 ou 0,4 °C pour des raisons de stabilité.

Ce thermostat sera associé à un thermomètre à affichage nécessitant cinq diodes Led et permettant de connaître la température de la pièce avec une précision de plus ou moins un degré autour de la température choisie.

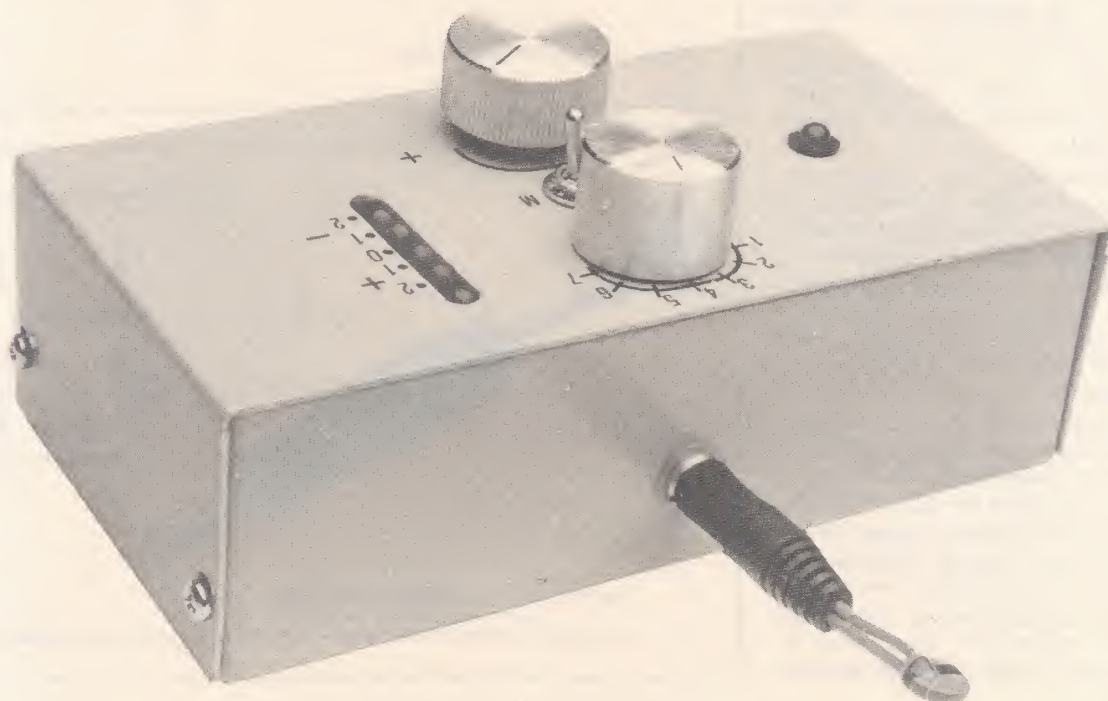


Schéma de principe

Le schéma que l'on trouve à la figure 1 fait apparaître trois sous ensembles.

a) L'Alimentation

Il s'agit d'une alimentation secteur (sans transformateur) voir figure 2. Les trois condensateurs C1, C2, C3 de $1 \mu\text{F}$ 400 V et la diode Zener obtenue par la mise en série des diodes Dz1, Dz2 de 6,2 V chacune soit au total 12,4 V permettent d'abaisser les 220 V secteur à 12,4 V.

La diode D1 ne laisse passer que les alternances positives d'amplitude 12,4 V — 0,6 V (seuil de D1 soit 11,8 V qui sont ensuite filtrées par C4.

La résistance R1 obtenue par mise en parallèle de deux résistances R'1 et R''1 de 82Ω 1 W est destinée à limiter le courant dans les diodes.

La résistance R2 de 150 k Ω permet, quant à elle, de décharger C1, C2, C3 lors de l'arrêt.

Une telle alimentation permet de disposer d'environ 100 mA sous 11,8 V.

b) Mesure et affichage de la température

L'élément capteur de ce montage est une thermistance ou plus exactement une CTN (résistance à coefficient de température négatif) de valeur 500 Ω à 20 °C.

Lorsque la température augmente la valeur de cette résistance diminue ainsi que la tension à ses bornes.

En comparant cette tension, appliquée à l'entrée inverseuse de IC1, (un 741) à la tension prélevée sur le curseur de P1 on obtient à la sortie de IC1, et après amplification une tension qui va dépendre de la température du milieu dans lequel se trouve la thermistance, voir figure 3.

La tension prélevée aux bornes de la thermistance étant appliquée à l'entrée inverseuse de IC1, la tension à la sortie de IC1 augmentera si la température augmente.

Le TL489 qui permet d'afficher la température ne contient rien moins que cinq comparateurs. La table de vérité que l'on peut voir figure 4 nous indique que la tension

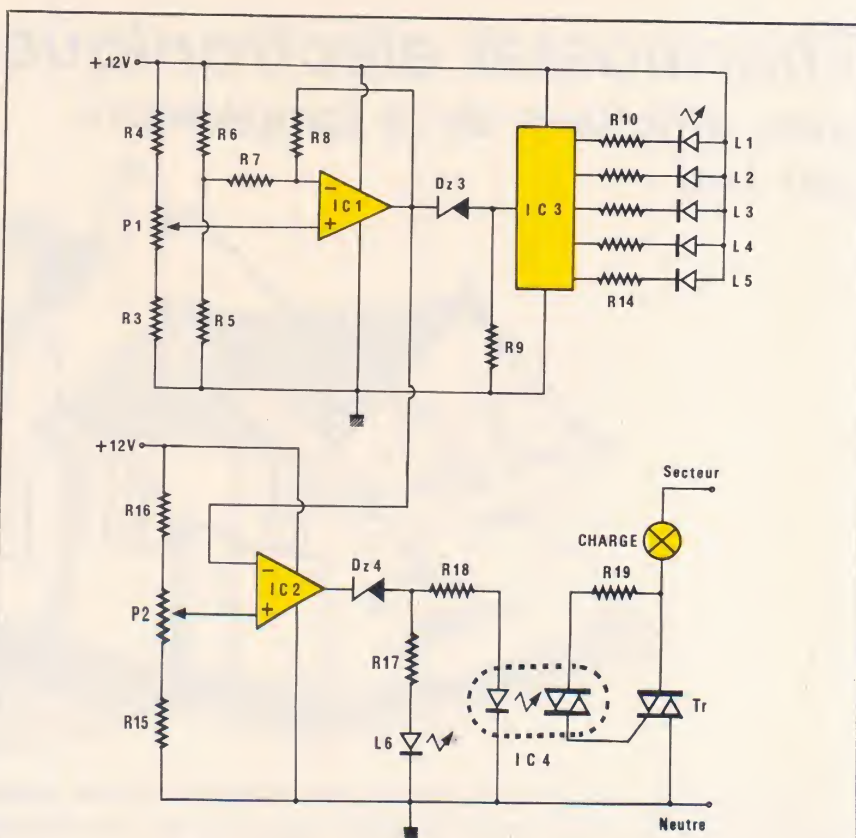


Figure 1 : Schéma de principe

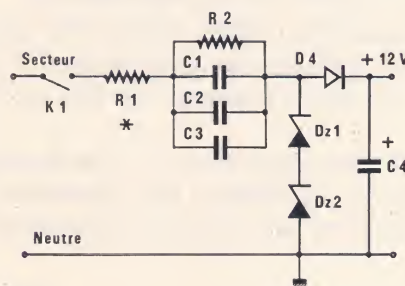


Figure 2 : Schéma de l'alimentation.

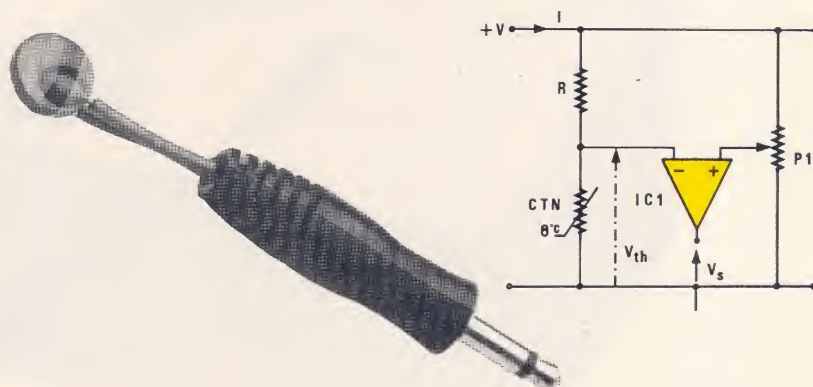


Figure 3 : Si \nearrow la résistance de la CTN $\searrow \Rightarrow V_s \nearrow$
Si \searrow la résistance de la CTN $\nearrow \Rightarrow V_s \searrow$
les variations de V_s ont lieu dans le même sens que celles de la température.

d'entrée doit être comprise entre 0 et 1000 mV. Il a donc été nécessaire d'abaisser la tension de sortie de IC1 grâce à la diode Zener Dz3. Il est en effet impossible de procéder différemment avec le 741 lorsqu'il est alimenté de façon asymétrique c'est-à-dire entre 0 V et 12 V.

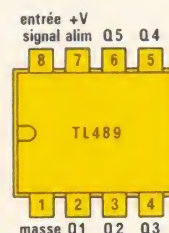
Il faut noter que la sensibilité de ce thermostat (et du thermomètre par voie de conséquence) dépend essentiellement des résistances R7 et R8. Si l'on souhaite augmenter cette sensibilité il faudra augmenter R8. Les valeurs utilisées dans ce montage sont néanmoins un excellent compromis entre la précision, l'hystérésis du thermostat et la stabilité du montage.

Entrée patte 8	Sorties				
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5
≤ 200 mV	H	H	H	H	H
20 à 400 mV	L	H	H	H	H
400 à 600 mV	L	L	H	H	H
600 à 800 mV	L	L	L	H	H
800 à 1000 mV	L	L	L	L	H
≥ 1000 mV	L	L	L	L	L

H = niveau haut
L = niveau bas

Figure 4 : a) table de vérité du TL 489
— entrée haute impédance 100 k Ω typique
— sortie à collecteur ouvert 40 mA jusqu'à 18 V.
— Boîtier Dual in line 8 broches.

b) brochage du TL 489.



c) Le thermostat

Ce circuit fait intervenir le 2^e 741 de ce montage utilisé cette fois en simple comparateur. La tension de sortie de IC1 qui est proportionnelle à la température est envoyée à l'entrée inverseuse de IC2 et une tension de référence, obtenue sur le curseur de P2, est envoyée à l'entrée non inverseuse de IC2. La sortie de IC2 ne peut prendre que 2 états :

si $v+ > v-$ $V_s = +11$ V
si $v+ < v-$ $V_s = 2$ V

(Ces tensions qui peuvent paraître anormales résultent de l'alimentation asymétrique) on obtiendrait :

$V_s = 11$ volts pour $v+ < v-$

avec une alim. +12 V ; -12 V

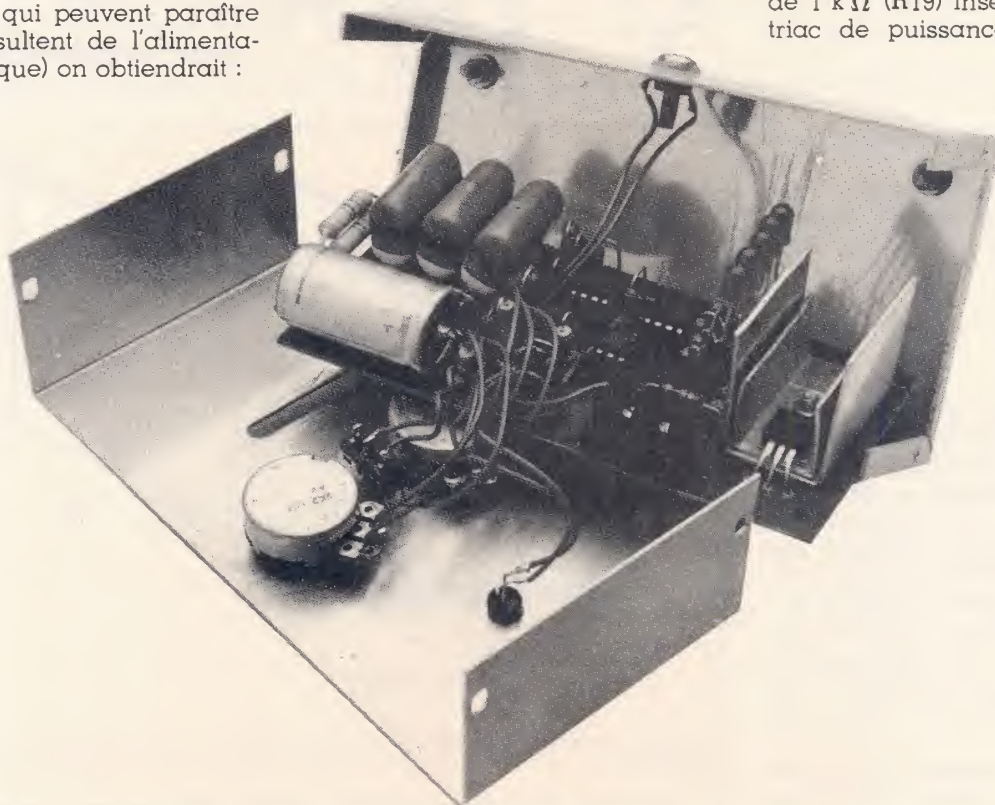
Pour obtenir 0 volts en sortie lorsque $V+ < V-$ on a mis en sortie de IC2 une quatrième diode Zener Dz4 de 6,2 V.

Sur l'anode de Dz4 on peut alors relever :

0 V si $v+ < v-$
5 V si $v+ > v-$

Dans ce montage le potentiomètre P2 permet de modifier le seuil de basculement de IC1 donc de changer la température de consigne du thermostat.

La tension issue de IC2 est appliquée à la diode Led L6 qui indique par son état si le radiateur commandé fonctionne ou pas. Cette même tension, via R18, alimente IC4 qui est un opto triac de chez Motorola type MOC 3020, dont le rôle est de commander le triac de puissance. Une résistance de 1 k Ω (R19) insérée entre A2 du triac de puissance et l'opto triac



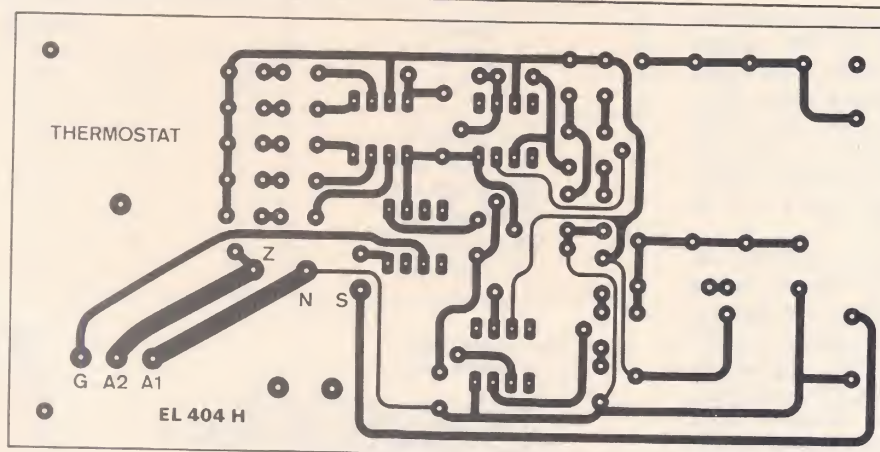


Figure 5 : Circuit imprimé du thermostat électronique.

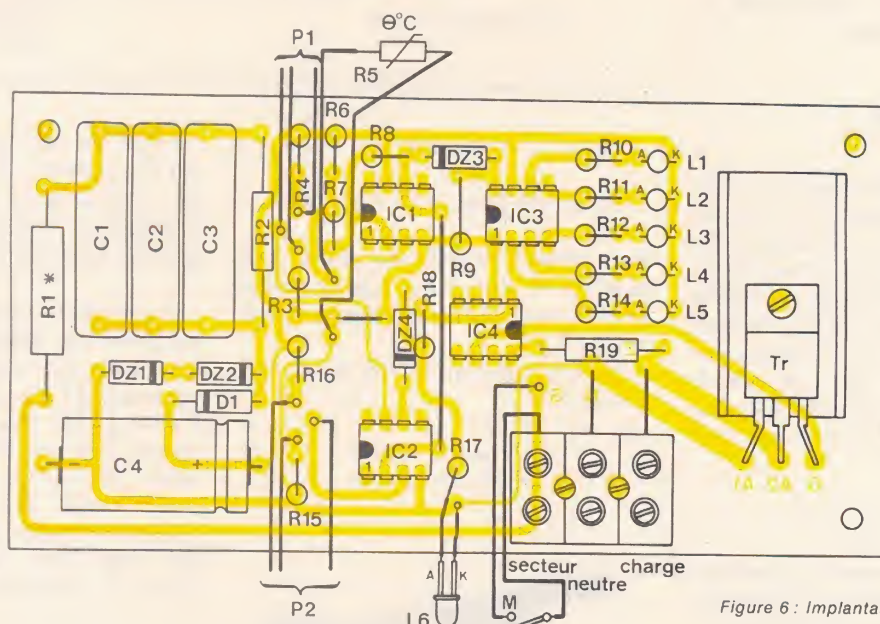


Figure 6 : Implantation des composants.

limite le courant de gachette à une valeur convenable.

Le triac de puissance devra être choisi en fonction de la puissance du ou des radiateurs commandés.

Réalisation

L'ensemble fait appel à un seul circuit imprimé de dimension (65 × 120 mm) que l'on réalisera par les méthodes habituelles et de préférence sur du verre époxy. Le schéma du circuit imprimé est donné à la figure 4 et l'implantation des composants à la figure 5.

Pour des raisons d'encombrement la plupart des résistances a été montée verticalement. On n'oubliera pas lors du câblage les 2 straps.

Les diodes Led servant à afficher la température seront soudées à

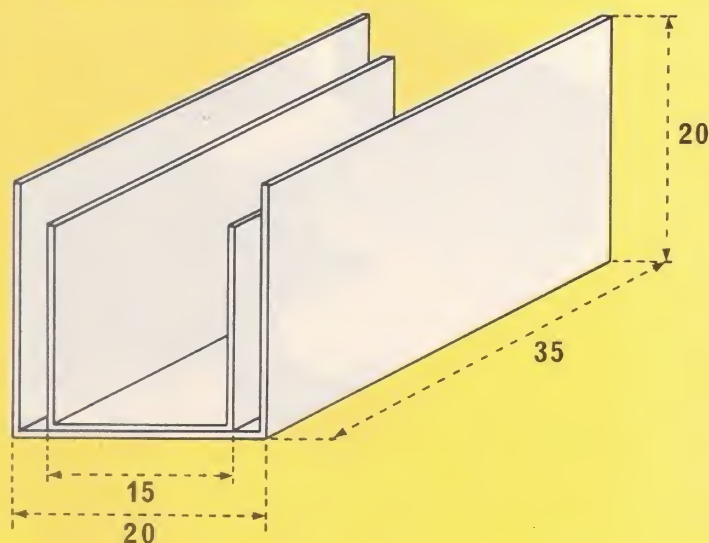


Figure 7 : Façonnage du radiateur en U à partir de deux rectangles d'aluminium les côtes sont en millimètres.

hauteur voulue de façon à affleurer le boîtier.

En ce qui concerne le triac, il doit être fixé sur un radiateur que l'on pourra réaliser en pliant en U deux rectangles d'aluminium fixés l'un sur l'autre **figure 6**.

Pour le MOC 3020 qui ne possède que 6 pattes on a néanmoins utilisé un support 8 pattes dont 2 ne sont pas utilisées. Il conviendra

d'insérer ce circuit intégré sur « les 6 bonnes pattes ».

Un domino triple servant aux raccordements secteur et radiateur est fixé sur le circuit imprimé à l'aide de deux vis de 2 mm de diamètre.

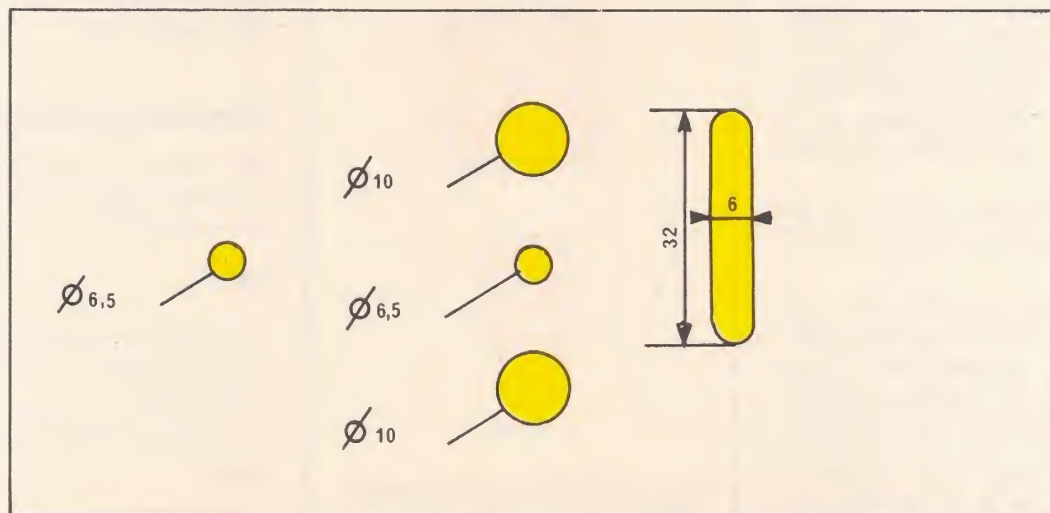
On veillera bien entendu à orienter convenablement les circuits intégrés, diodes, diodes Zener et diodes Led.

Réglages, mise au point

Avant de monter l'ensemble dans un boîtier on peut procéder aux essais mais on se méfiera de l'alimentation secteur en prenant toutes les précautions d'usage (surtout ne pas toucher le pôle moins de l'alimentation qui est relié directement au secteur).



Figure 8 : Détails des perçages de la face avant.



Il est à noter que pour plus de sécurité on peut procéder aux essais avant de câbler les composants de la partie alimentation en utilisant une alimentation auxiliaire.

Les essais proprement dits consistent à vérifier le fonctionnement du thermomètre en agissant sur P1. Pour une certaine position de P1 on doit voir s'allumer une ou plusieurs diodes Led. En mettant les doigts sur la thermistance le nombre de Led allumées doit augmenter.

On agit ensuite sur P2 pour que la Led L6 s'allume ou s'éteigne suivant son état initial.

Si les différentes étapes de ces vérifications sont obtenues on passe à la suite du câblage sinon il convient de vérifier les branchements, les pistes les soudures, l'orientation des composants.

Il faut noter au passage que l'étalonnage définitif ne pourra avoir lieu que lorsque l'ensemble des composants sera soudé et mis en place dans le boîtier. Ces essais préliminaires ne permettent en réalité que de détecter une éventuelle anomalie de fonctionnement (composant défectueux circuit imprimé coupé etc.).

L'étalonnage définitif nécessitera, non pas une enceinte thermostatée, mais une pièce dont on connaîtra la température (par exemple 20 °C). On réglera alors P1 pour que trois diodes Led soient allumées. La position de P1 sera alors repérée par l'indication + 20 °C ou par tout symbole au choix du réalisateur. On procédera de même pour d'autres températures.

Pour régler P2 on s'arrangera pour que la position de P2 entraîne (pour la température désirée) un allumage de la diode Led témoin L6 (une très faible variation de la température entraînant d'ailleurs son extinction).

On commencera dans tous les cas par le réglage de P1 puis de P2.

Il faut noter d'autre part que l'étalonnage de P1 peut demander, pour chaque température, un certain temps et de légères modifications de sa position avant d'arriver à la position optimum (c'est le temps nécessaire à la mise en température de tous les éléments du montage).

Le coffret

Compte-tenu de la présence du secteur il est préférable d'utiliser un boîtier entièrement en plastique, néanmoins l'auteur, n'en ayant pas sous la main, a utilisé un coffret TEK0 en aluminium (en ayant soin de bien isoler le circuit imprimé du boîtier) et aucun problème d'isolation n'a été relevé.

La face avant de ce boîtier sera percée conformément aux indications de la figure 7.

On réalisera dans l'autre partie du boîtier une fenêtre en face de la sortie des dominos (face inférieure) et sur la face supérieure un trou de diamètre 6,5 mm destiné à recevoir l'embase Jack (impérativement isolée du boîtier par du mica ou du plastique) sur laquelle on positionnera la thermistance.

Le fond du boîtier sera percé de trois trous pour la fixation du circuit imprimé à l'aide de vis et écrous de Ø 3 mm formant entretoise.

F. JONGBLOËT

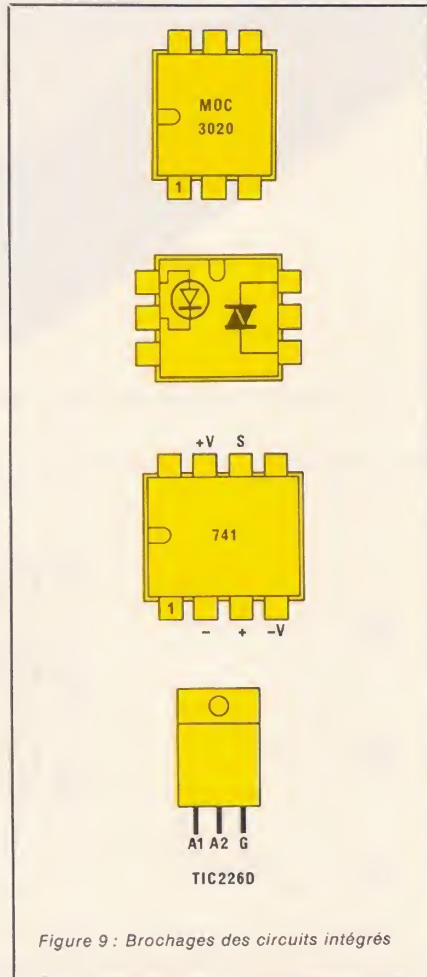


Figure 9 : Brochages des circuits intégrés

Nomenclature

Résistances

*R1 : 2 résistances de 82 Ω 1 ou 2 W en //.
R2 : 150 k Ω 1/2 W
R3 : 1,8 k Ω 1/2 W
R4 : 4,7 k Ω 1/2 W
R5 : Thermistance CTN 500 Ω à 20 °C
R6 : 1 k Ω 1/2 W
R7 : 1 k Ω 1/2 W
R8 : 8,2 k Ω 1/2 W
R9 : 1 k Ω 1/2 W
R10 à R14 : 560 Ω 1/2 W.
R15 : 2,2 k Ω 1/2 W
R16 : 2,2 k Ω 1/2 W
R17 : 120 Ω
R18 : 270 Ω
R19 : 1 k Ω

P1 : 2,2 k Ω
P2 : 2,2 k Ω

Condensateurs

C1, C2, C3 : 1 μF 400 V
C4 : 1000 μF 16 V

Diodes

D1 : 1N 4004
Dz1 : 6,2 V 0,4 W
Dz 2 : 6,2 V 0,4 W
Dz3 : 6,2 V 0,4 W
Dz4 : 6,2 V 0,4 W.

6 Led rouges Ø 5 mm.

Circuits intégrés

CI1 : 741
CI2 : 741
CI3 : TL 489
CI4 : MOC 3020.

Autres semi-conducteurs

TR : Triac SC 146 D (8 A 400 V)
ou autre suivant les radiateurs à commander.

Divers

1 interrupteur M-A miniature.
Domino triple Ø 2,5 mm²
Boîtier Teko
1 embase pour Jack
4 supports circuits intégrés 8 broches.

Capacimètre numérique (100 pF à 1000 μ F en 4 gammes)



La réalisation que nous vous proposons permet la lecture numérique de 0 à 99 des condensateurs de 100 pF à 1000 μ F. La valeur de la capacité inconnue est indiquée par deux chiffres lumineux. Un commutateur à 4 positions permet d'adapter l'appareil à la valeur de la capacité à mesurer.

Ce capacimètre est particulièrement intéressant par son principe de fonctionnement, par l'emploi de circuits intégrés TTL que l'on trouve partout, la lecture directe de la capacité mesurée et la simplicité des mesures.

Principe de fonctionnement du capacimètre

Ce principe de fonctionnement nous est donné par le synoptique de la figure 1. Point de départ :

- Multivibrateur astable
- Monostable
- Commutateur électronique.

Un multivibrateur astable fournit des signaux rectangulaires à une fréquence de l'ordre du kilohertz, ces signaux sont appliqués à un commutateur électronique. Ce multivibra-

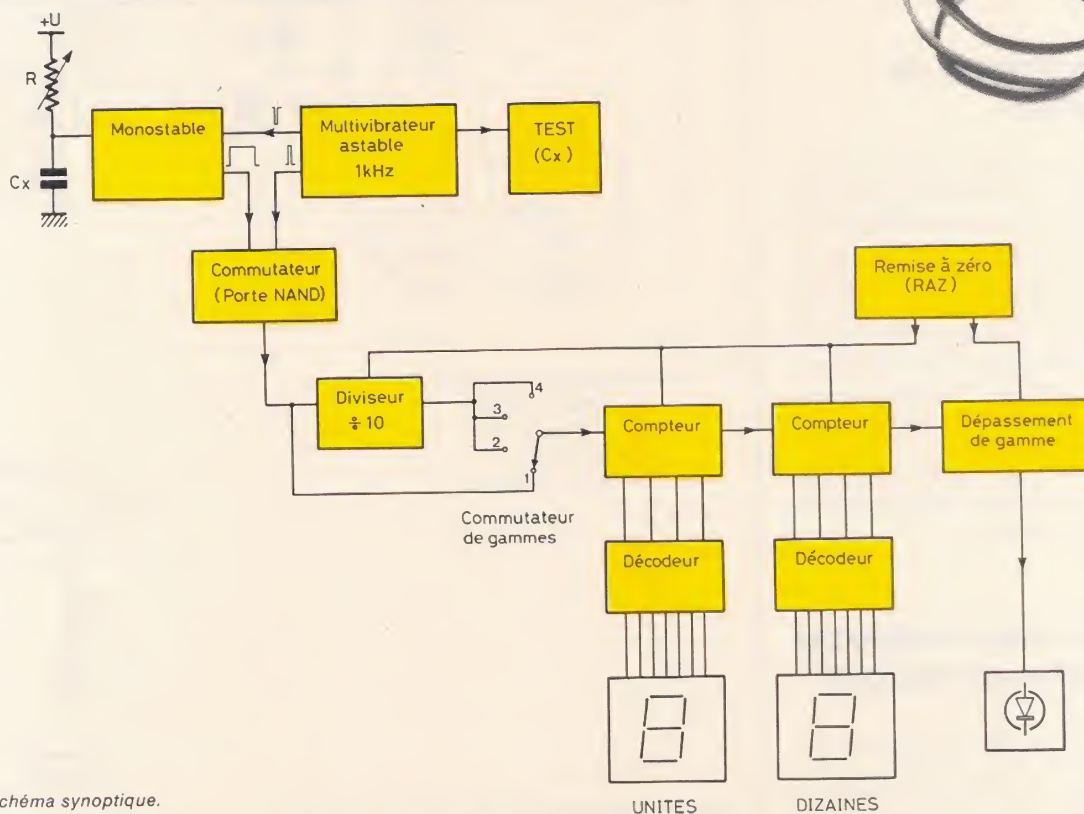
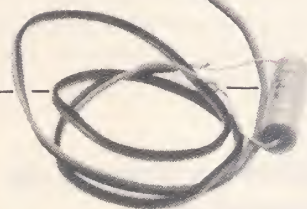


Figure 1 : Schéma synoptique.

teur pilote également un monostable. Lorsque celui-ci reçoit une impulsion de commande, il fournit en sortie un signal carré qui va servir de fenêtre de comptage. Cette fenêtre de comptage est appliquée également au commutateur électronique. La sortie de ce commutateur est reliée à un diviseur par 10 et à un commutateur de gammes. Suivant la position du commutateur le diviseur par 10 est mis « en » ou « hors » service.

C'est également au niveau du Multivibrateur que l'on prélève le signal de commande du circuit TEST. Ce circuit TEST va visualiser sur deux afficheurs la valeur du condensateur CX à mesurer.

La sortie du commutateur de gammes est reliée à un compteur à décade. Les sorties A-B-C-D de cette décade sont reliées à un décodeur 7 segments, les sorties de celui-ci étant bien entendu appliquées à un afficheur du type à anodes communes qui va visualiser les unités.

La sortie de ce premier compteur est reliée à une deuxième décade. Ce compteur associé au décodeur et à l'afficheur 7 segments va visualiser les dizaines, il va également piloter l'indicateur de dépassement de gamme, la visualisation étant obtenue par une diode LED. Une commande manuelle permet de remettre à 0 les afficheurs après chaque lecteur de CX.

Fonctionnement du monostable

Le monostable dans cette étude est réalisé autour d'un 555 comme l'indique la figure 2. Contrairement au multivibrateur astable qui oscille librement, le monostable doit recevoir une impulsion de commande qui est appliquée dans le cas du 555 sur la broche 2. Cette impulsion de commande est négative. A chaque impulsion, le 555 fournit en sortie sur la broche 3 un signal rectangulaire positif dont la période est fonction des éléments RC et qui est définie par la relation : $t = 0,95 RC$.

Le schéma de principe du capacimètre numérique

Ce schéma théorique fait l'objet de la figure 3, on y retrouve bien entendu les différents étages du synoptique.

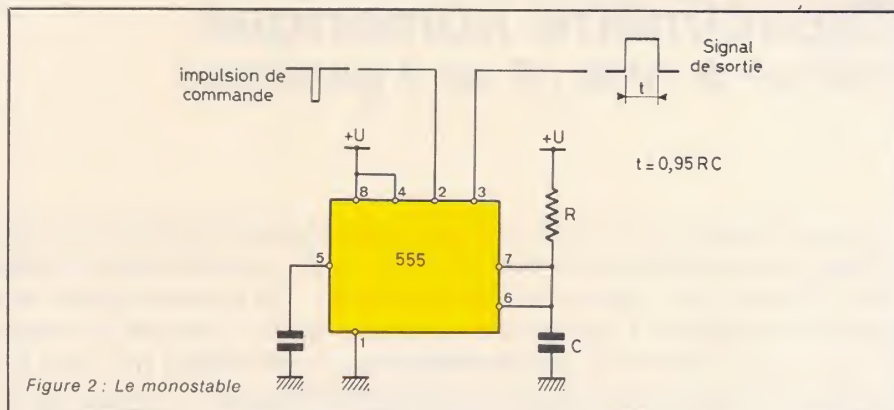
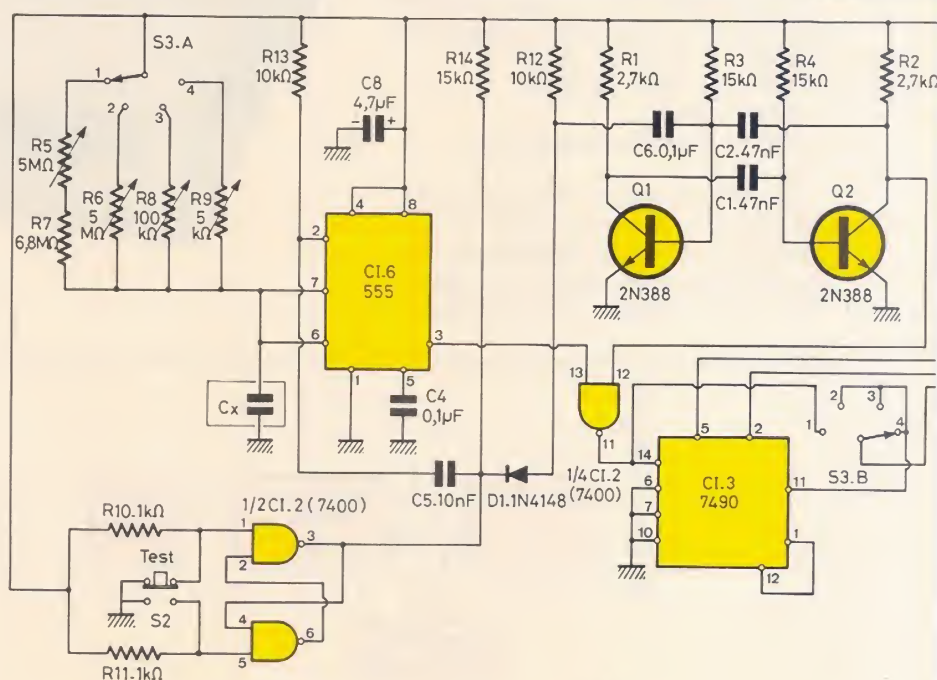


Figure 2 : Le monostable

Le monostable 555 a sa broche 7 reliée au commutateur 4 gammes à travers un réseau de potentiomètres ajustables. Ces éléments résistifs en fonction du condensateur Cx vont permettre d'ajuster la largeur de la

fenêtre de comptage, signal disponible sur la broche 3 et appliqué au commutateur électronique réalisé autour d'une porte NAND d'un 7400. Le multivibrateur astable est réalisé autour de deux transistors 2N 388. Le



S3 : Commutateur de gamme

- 1 : 100pF à 10 000pF
- 2 : 10000pF à 1µF
- 3 : 1µF à 100µF
- 4 : 100µF à 1000µF

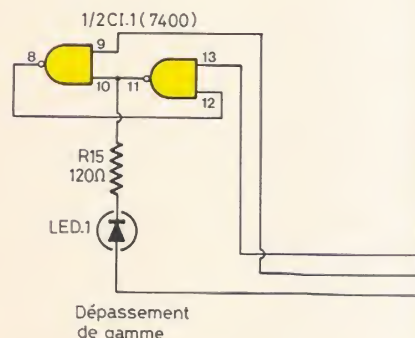
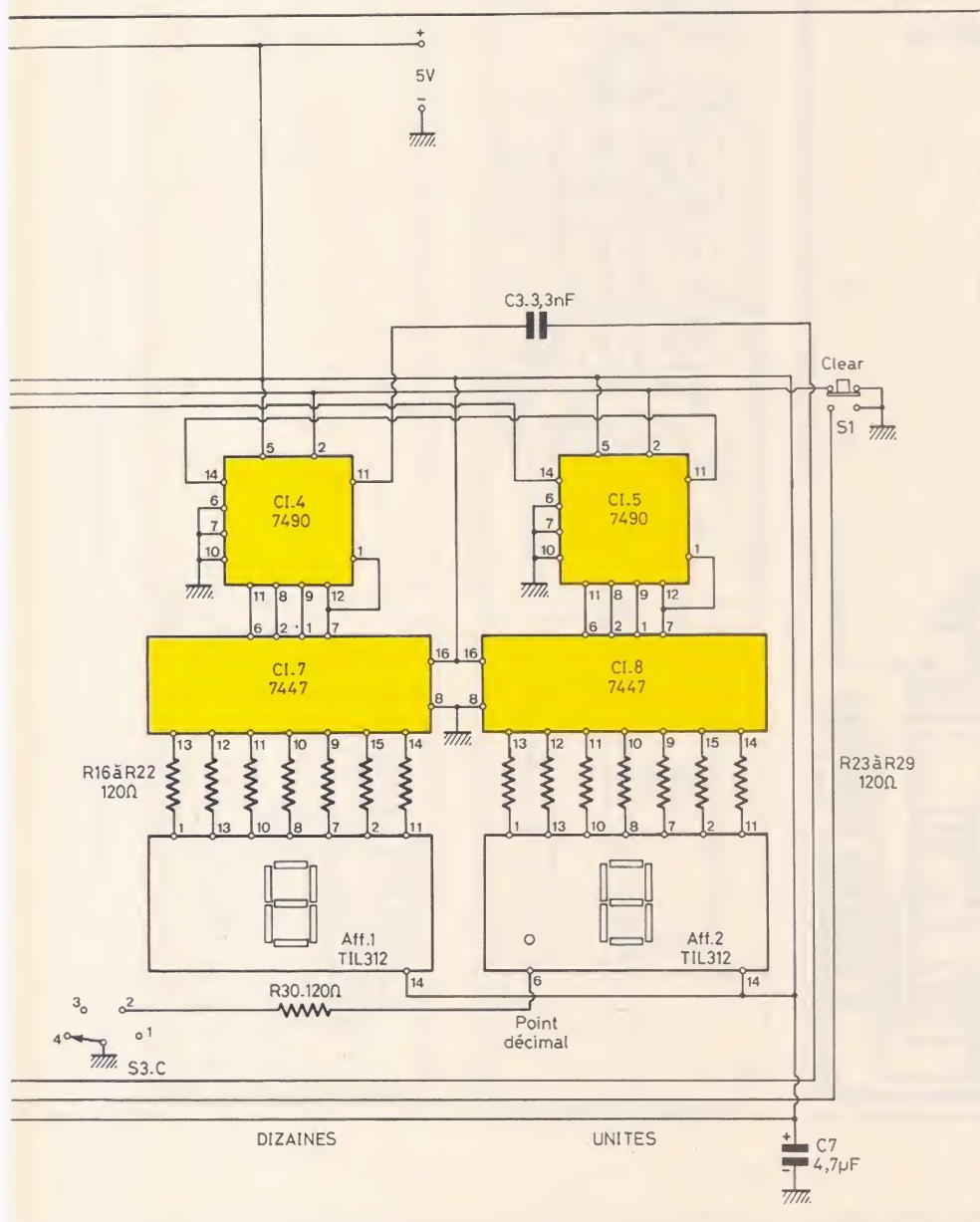
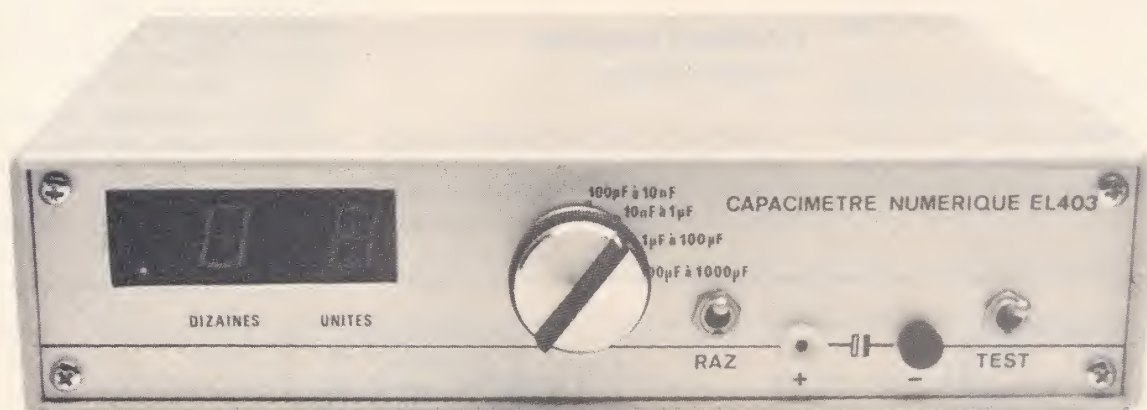


Figure 3 : Schéma théorique complet du capacimètre.



signal rectangulaire engendré et disponible sur le collecteur de Q2 à une fréquence de l'ordre de 1 kHz, il est appliqué à la porte NAND/7400.

Ce multivibrateur pilote également le monostable 555. Le signal de commande est prélevé sur le collecteur de Q1 et appliqué à la broche 2 du 555 à travers le condensateur C5-10 nF. Il est également appliqué avant de traverser C2 au circuit TEST et ce aux broches 3 et 4 de CI 2. Lorsque l'inverseur S2 met la broche 5 de CI2 à la masse, le comptage s'effectue et les afficheurs visualisent la valeur de Cx.

Le commutateur électronique est réalisé avec une porte NAND, élément d'un 7400. Dans un NAND, le signal de sortie est à zéro (niveau bas) si les deux entrées sont positives (niveau haut). Etant donné que la fenêtre de comptage est déclenchée par le multivibrateur, seules les impulsions de front montant peuvent être comptées par CI3, compteur décimal réalisé avec un 7490.

Ce compteur est mis hors service pour la position 1 du commutateur de gammes, c'est-à-dire pour la gamme 100 pF à 10 000 pF.

Les impulsions présentes sur la broche 11 de CI3 sont appliquées au compteur à deux décades CI4 et CI5, décades reliées à des décodeurs CI7 et CI8 du type 7447 qui commandent les afficheurs TIL 312.

Ce compteur permet de lire des valeurs de 00 à 99, le centième comptage est disponible à la broche 11 de CI4 qui est reliée, par le condensateur C3 - 3,3 nF, à l'indicateur de dépassement de gamme. En cas de dépassement, la diode LED s'éteint et les afficheurs défilent sans inter-

ruption jusqu'à ce que l'utilisateur passe à la gamme supérieure. Le commutateur S1 permet d'effectuer la remise à zéro (RAZ) des afficheurs, en mettant à la masse la broche 9 de CI1.

L'alimentation de ce capacimètre est de + 5 volts, la consommation n'étant pas négligeable, il faut réaliser une alimentation stabilisée à partir du secteur comme nous le verrons plus loin.

Réalisation du capacimètre numérique

Le circuit imprimé « capacimètre »

Il s'agit d'un circuit double face. Le dessin des liaisons cuivrées des deux faces est proposé aux lecteurs bien entendu à l'échelle 1 aux figures 4

et 5. Bien qu'il s'agisse d'un C.I. double face, la reproduction de cette plaquette imprimée ne pose pas de problème. Les liaisons sont effectuées avec de la bande de 0,6 mm de largeur à l'exception de l'alimentation qui est en 12,7 mm.

Pour les perçages, on commence par forer toutes les pastilles à un \varnothing de 0,8 mm, et on reperce ensuite avec un foret de \varnothing 1,2 mm au niveau du commutateur de gammes.

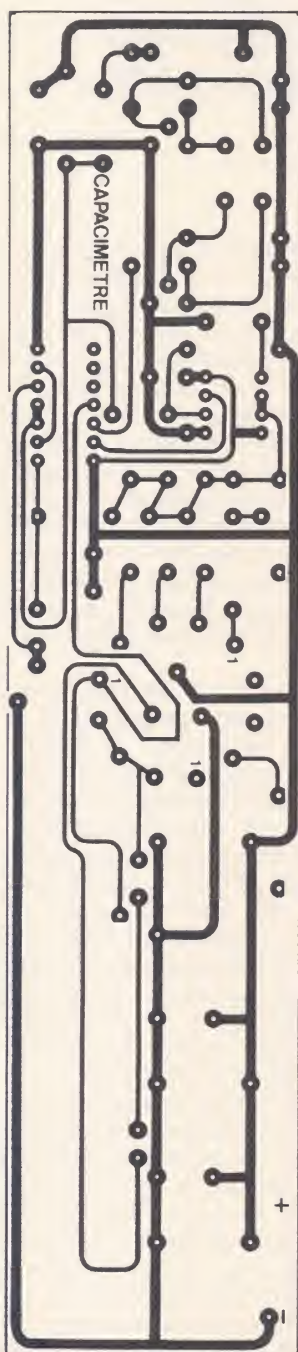


Figure 4

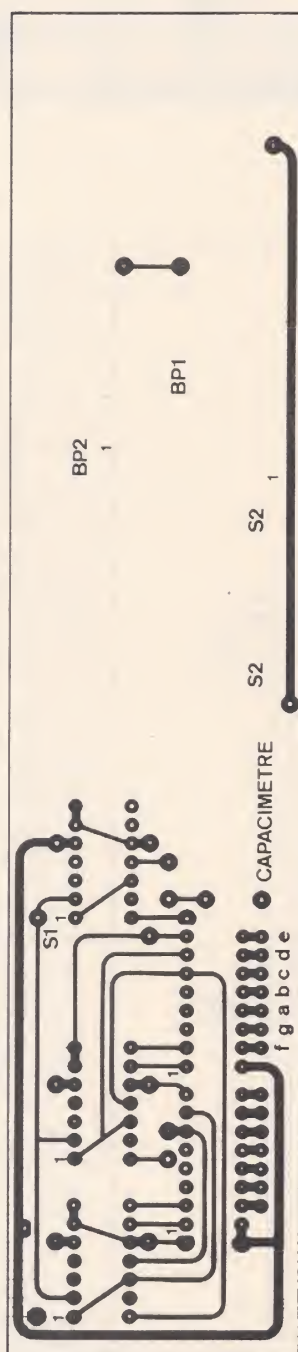


Figure 5

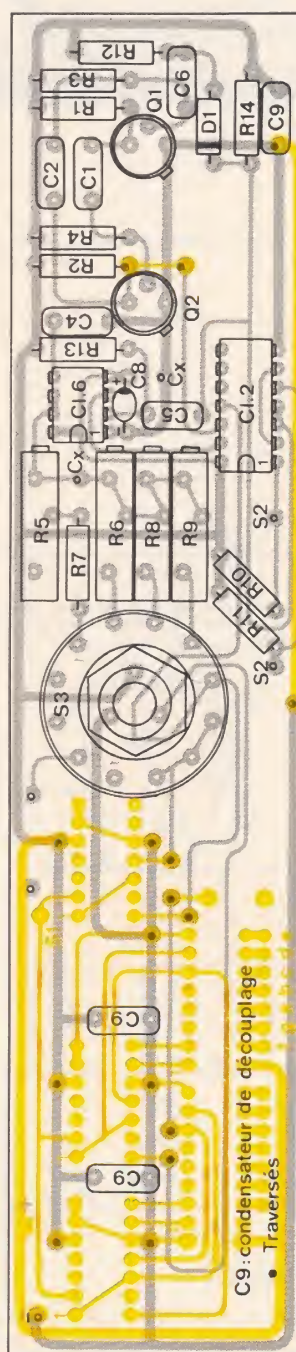


Figure 6

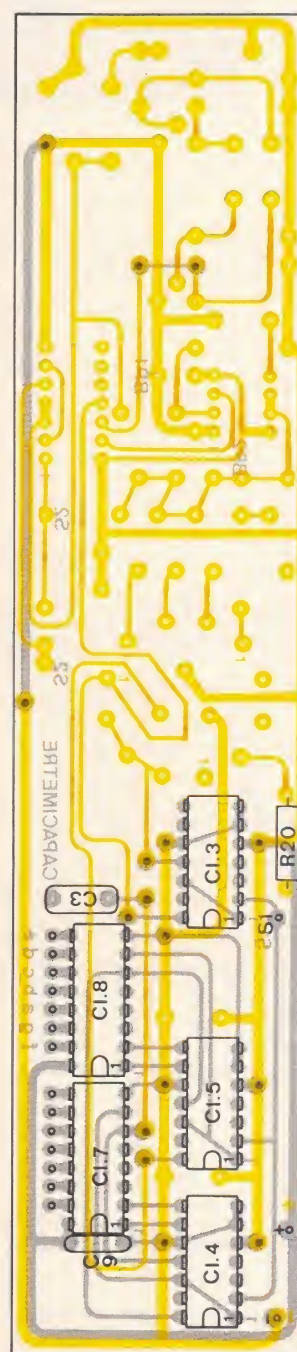


Figure 7

Câblage du module capacimètre

Il y a en fait deux plans de câblage puisque nous avons à souder des composants sur les deux faces de la plaquette. La majorité des composants est soudée sur la face représentée **figure 2**, le reste est implanté conformément à la **figure 7**.

Avant toute chose, il faut mettre en place toutes les traversés. Elles sont réalisées avec des queues de résistances et matérialisées sur les plans de câblage des **figures 6 et 7** par des points noirs.

Les composants étant repérés par leur symbole électrique, il suffit de se reporter en fin d'article pour en connaître la valeur nominale de chacun d'eux.

Quatre condensateurs portent la même référence C9, il s'agit de condensateurs de découplage des boîtiers TTL. La queue supérieure du condensateur C3 ne doit pas être coupée, elle va servir de liaison entre ce module et le module « affichage ».

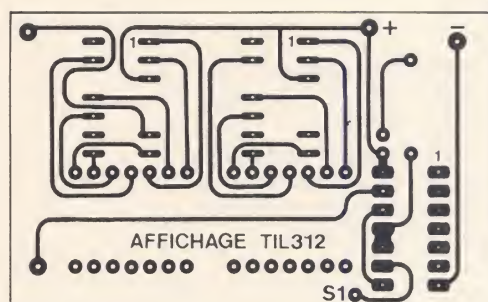


Figure 8

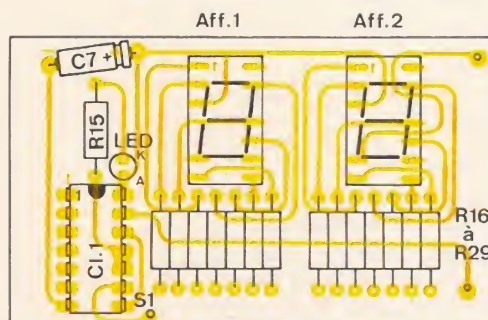
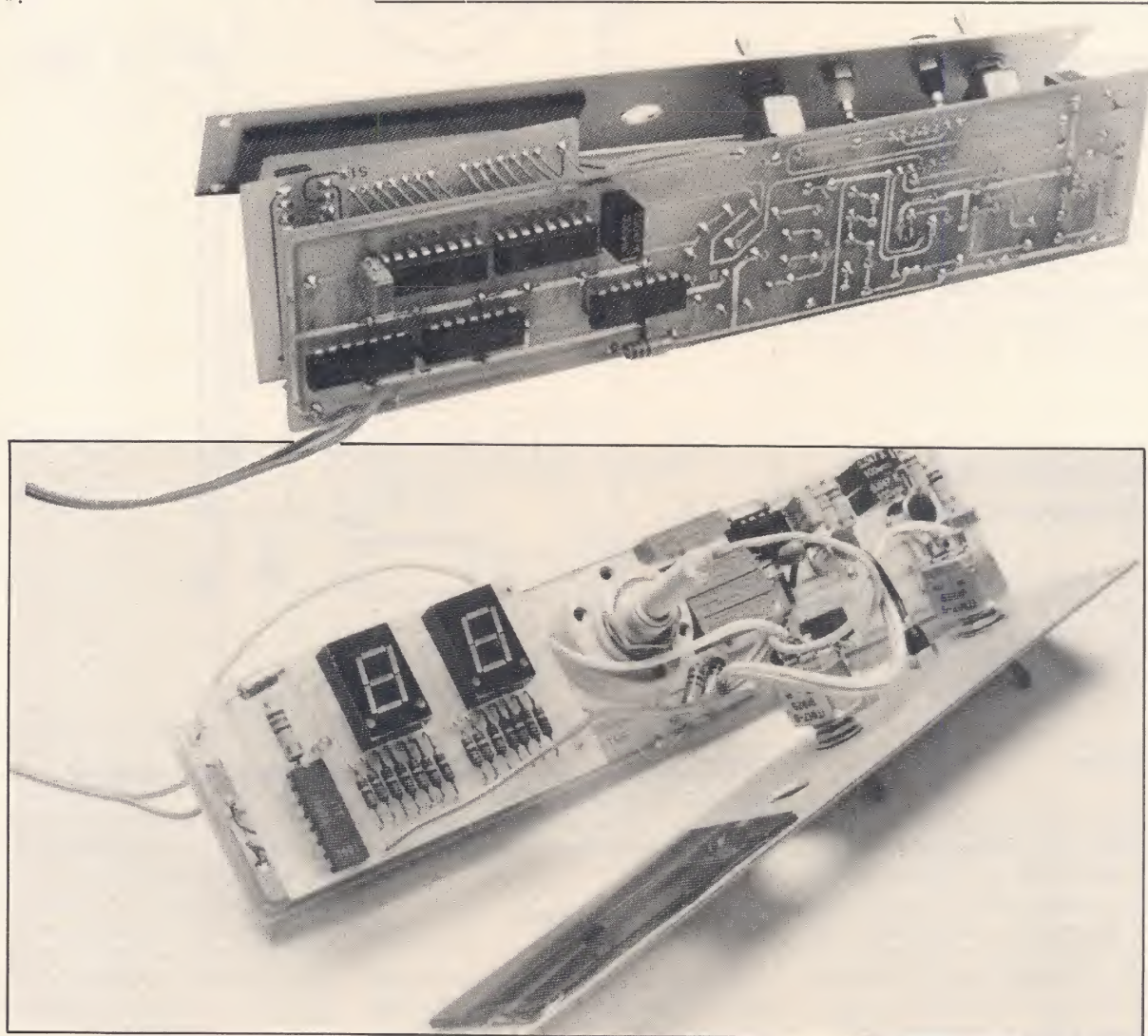


Figure 9



Le circuit imprimé « affichage »

Le tracé de cette plaquette fait l'objet de la **figure 8**, toujours présentée à l'échelle 1 bien entendu.

Toutes les liaisons sont réalisées avec de la bande de 0,6 mm de largeur. Toutes les pastilles sont à forer à un diamètre \varnothing de 0,8 mm.

Câblage du module « affichage »

Le plan de câblage de la **figure 9** permet de mener à bien cette opération. Attention, ne pas couper les queues inférieures des résistances R16 à R29, elles vont servir de liaisons entre ce module « affichage » et le module « capacimètre ». Il en est de même des queues du condensateur C7. Les résistances R16 à R29 sont des éléments 1/4 watt.

Interconnexions entre le module « capacimètre », le module « affichage »

Ce travail est représenté à la **figure 10**. Bien respecter une distance de 18 mm entre les deux modules afin que leur insertion dans le coffret ne pose pas de difficulté.

Les commutateurs S1 et S2 sont du type inverseurs à « touches fugitives ».

L'alimentation du capacimètre numérique

Comme nous l'avons signalé, la consommation du capacimètre n'est pas négligeable, il faut donc avoir recours à une alimentation stabilisée + 5 volts à partir du secteur.

Le schéma

Le schéma de principe d'une telle alimentation est représentée à la **figure 11**, elle utilise un régulateur LM 317 T. Le transformateur fournit une tension alternative secondaire de 6 volts ce qui permet d'obtenir, à vide, après redressement et filtrage par C10. 2200 μ F, une tension continue de 8,6 volts. L'ajustable RV1 -

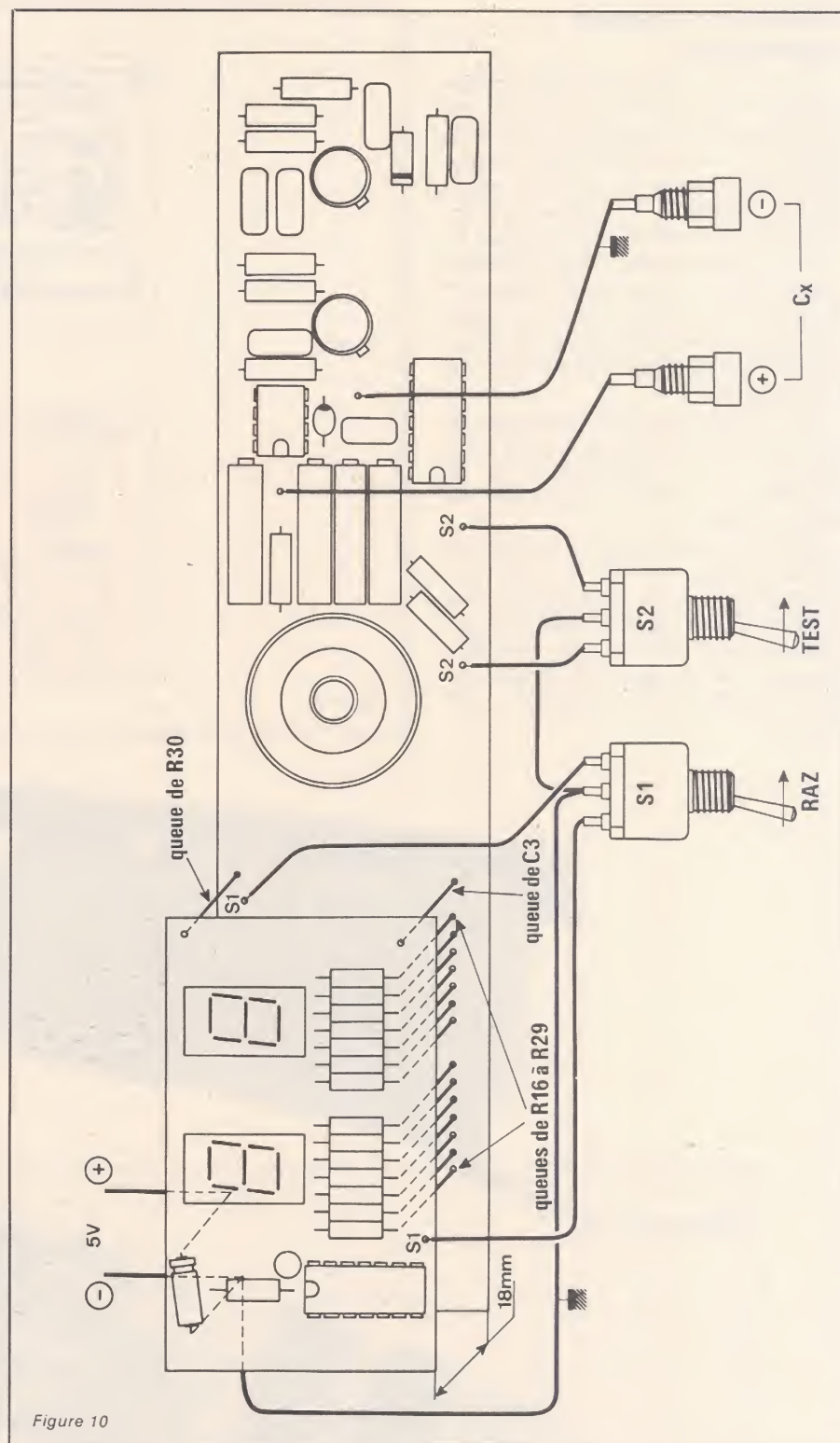


Figure 10

4,7 k Ω permet de ramener cette tension aux bornes de C12 - 47 μ F à + 5 volts, tension nécessaire au fonctionnement du capacimètre.

Le circuit imprimé

Le tracé des pistes de cette alimentation est fournie à la **figure 12**, elle est simple donc facile à reproduire.

Câblage du module

Le plan de câblage de cette alimentation fait l'objet de la **figure 13**. Il y a peu de composants à mettre en place. Attention à l'orientation des diodes. Les condensateurs C11 et C12 sont des « tantale goutte ». Le condensateur de filtrage C10 est réalisé par la mise en parallèle de deux éléments de 1000 μ F.

Première mise sous tension du capacimètre

Avant toute chose, il faut ajuster la tension d'alimentation à + 5 volts avec RV1. Relier le module alimentation au capacimètre et mettre sous tension.

La diode LED doit s'allumer ainsi que les deux afficheurs TIL 312. Effectuer la RAZ (remise à zéro des afficheurs) avec le commutateur S1. Les deux afficheurs doivent indiquer 00, la diode LED reste allumée. Positionner le commutateur de gammes sur la gamme 3 par exemple : $1 \mu\text{F} < C_x < 100 \mu\text{F}$.

Relier un condensateur (non polarisé de préférence) de $6,8 \mu\text{F}$ par exemple aux bornes du capacimètre, la valeur est ici quelconque tant qu'elle se trouve dans la gamme $1 \mu\text{F}$ à $100 \mu\text{F}$.

Appuyer sur l'inverseur S2 et ne relâcher la touche que lorsque les deux afficheurs indiquent une valeur définitive. Ils doivent marquer 68. Dans le cas contraire, ajuster R8 - $100 \text{ k}\Omega$. Refaire la RAZ et réappuyer sur S2. Répéter cette opération autant de fois que les afficheurs ne s'arrêteront pas sur la valeur 68.

Mêmes opérations pour les 3 autres gammes. Pour la dernière gamme : $100 \mu\text{F} < C_x < 1000 \mu\text{F}$ par exemple, relier aux bornes du capacimètre un condensateur au tantale de $220 \mu\text{F}$ en respectant les polarités du composant. Effectuer la RAZ et appuyer sur S2, les afficheurs doivent inscrire 22, sinon régler avec R9 - $5 \text{ k}\Omega$. Bien respecter l'ordre des manipulations :

- 1 appuyer sur S1 akeppour la
- 1 appuyer sur S1 pour la RAZ
- 2 appuyer sur S2 pour le TEST et ne relâcher S2 que lorsque les afficheurs s'immobilisent.
- 3 si la valeur affichée ne correspond pas avec celle de C_x , donner un coup de tournevis à R9 - $5 \text{ k}\Omega$ (pour la quatrième gamme).
- 4 refaire la RAZ avec S1.
- 5 réappuyer sur S2 pour le TEST.

Les manipulations 3-4 et 5 sont à recommencer autant de fois que la valeur affichée ne correspond pas à celle du condensateur C_x .

Refaire la RAZ du compteur et positionner le commutateur de gammes en 3 : $1 \mu\text{F} < C_x < 100 \mu\text{F}$. Appuyer sur le commutateur TEST, les afficheurs défilent et lorsque le compteur arrive à 99, la diode LED

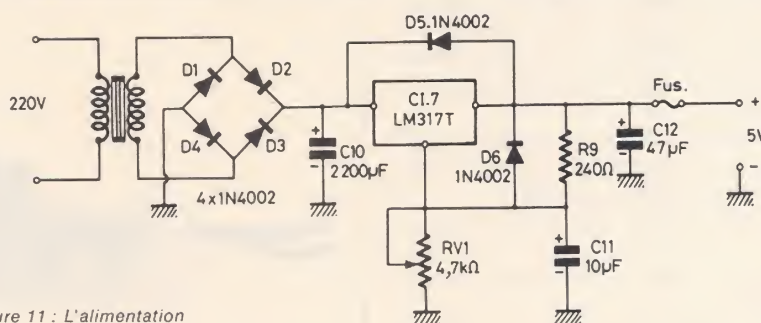


Figure 11 : L'alimentation

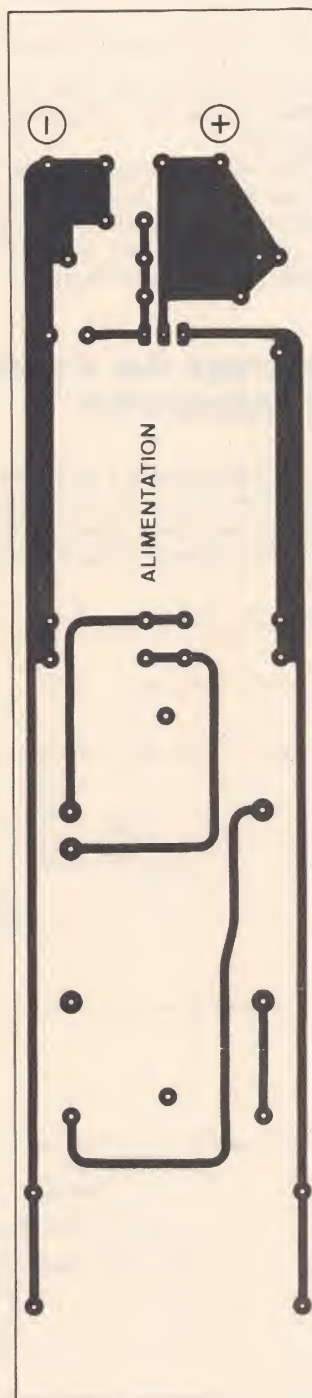


Figure 12

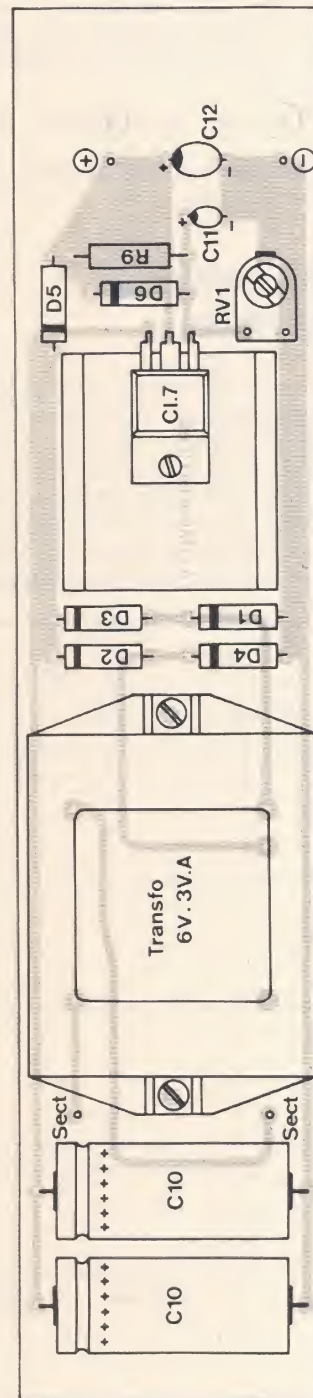


Figure 13

s'éteint indiquant ainsi un dépassement de gamme. Le compteur lui continue à défiler et ne s'arrêtera que lorsque nous repasserons sur la gamme 4.

Les essais du capacimètre sont terminés, nous avons vérifié l'ensemble du fonctionnement :

— compteur 00 à 99 sur les 4 gammes

— remise à zéro (RAZ) avec l'inverseur S1

— test de Cx avec l'inverseur S2

— vérification du monostable en agissant sur les ajustables, d'où modification de la largeur de la fenêtre de comptage

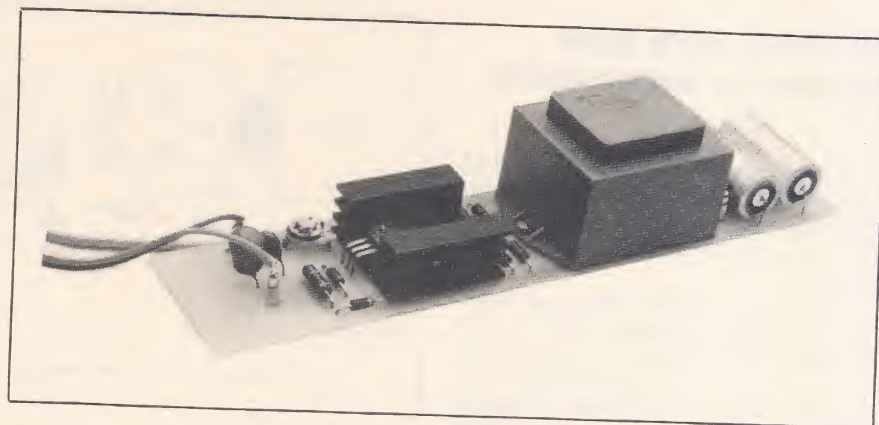
— contrôle du dépassement de gamme.

Reste maintenant l'habillage de ce capacimètre numérique.

Mise en coffret du capacimètre

Nous avons utilisé pour l'habillage de ce capacimètre numérique un coffret AMTRON réf. : 00.3001.00.

Le travail de la face avant fait l'objet de la figure 14. Bien respecter les cotations pour la découpe de la fenêtre afin que les afficheurs et la LED soient bien centrés. Il en est de même



pour le trou de $\varnothing 8$ mm qui laisse passer l'axe du commutateur de gammes.

Pour la face arrière, il suffit de percer un trou à $\varnothing 10$ mm pour le passage du cordon secteur, c'est tout. On prévoiera tout de même un passe-fil pour ce cordon.

Calibrage des 4 gammes du capacimètre

Le calibrage des 4 gammes du capacimètre peut se faire de plusieurs façons avec, bien entendu, une précision qui dépend des moyens utilisés.

Le meilleur calibrage s'obtiendra à partir de condensateurs passés sur un capacimètre professionnel. Connaissant alors les valeurs exactes de ces composants, on travaillera par comparaisons.

On peut par exemple utiliser un 4700 pF pour la gamme 1, un 47 nF pour la gamme 2, un 6,8 μ F par la gamme 3 et un 220 μ F pour la gamme 4.

Le calibrage de la gamme 1 s'effectue avec le potentiomètre ajustable 10 tours R5, le calibrage de la gamme 2 avec R6, celui de la gamme 3 avec R8 et enfin celui de la gamme 4 avec R9.

On peut faire appel pour ce procédé dit de comparaisons, si on ne

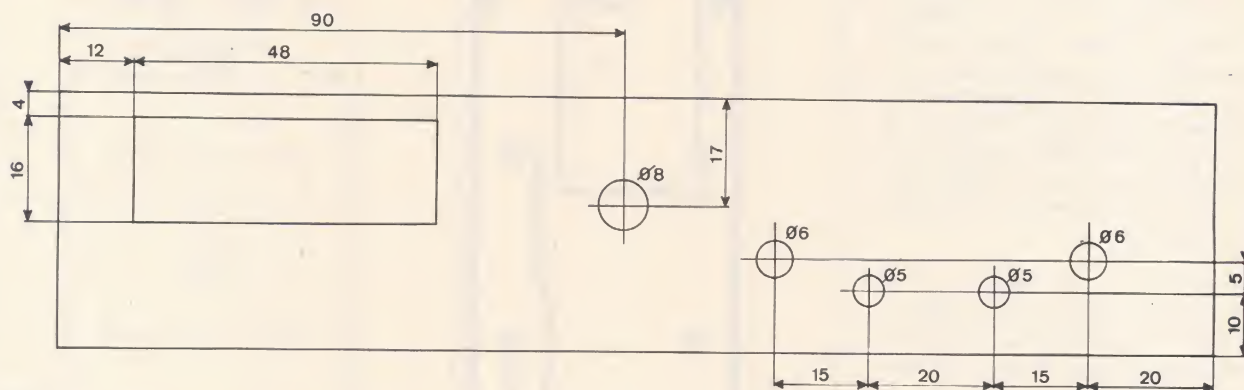


Figure 14

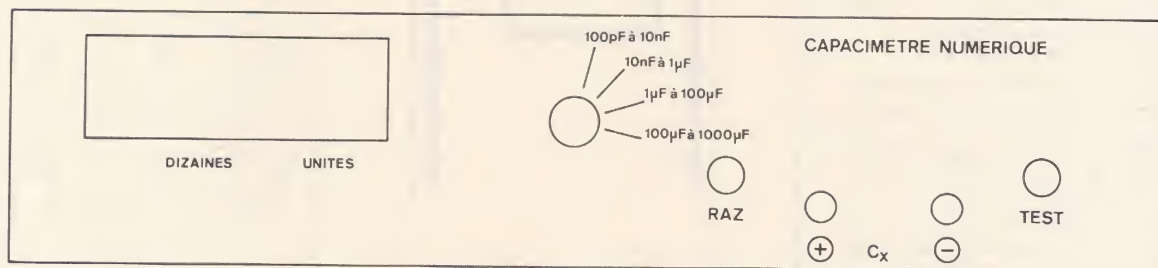


Figure 15

connaît personne travaillant dans l'industrie de l'électronique, à un revendeur d'appareils de mesures, lors de l'achat des composants nécessaires au capacimètre par exemple. Il suffit de tester 4 condensateurs !

Une autre méthode nettement moins précise consiste à se procurer des composants ayant une tolérance de $\pm 2\%$ ou $\pm 5\%$ maximum, mais il reste la gamme 4, celle des électrochimiques ! On peut à la rigueur l'étalonner avec un condensateur au tantale qui est beaucoup plus précis qu'un électrochimique ordinaire, un $220\ \mu\text{F}$ par exemple.

Habillage de la face avant du capacimètre

On utilise pour la décoration de cette face avant des transferts. Un exemple est donné à la figure 15, il s'agit du prototype bien entendu. Derrière la fenêtre, on colle un morceau de plastique rouge transparent.

D. B.

Faites-nous part de vos suggestions !

Afin de répondre de notre mieux à vos désirs envoyez-nous la liste des articles que vous souhaiteriez voir paraître dans votre revue d'électronique, sur les sujets de votre choix (photo, automobile, électronique domestique...), nous sélectionnerons vos demandes et étudierons les projets les plus demandés.

Envoyez vos suggestions à Radio Plans Rédaction 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

Nomenclature des composants

Module « capacimètre »

* Résistances

à couche $\pm 5\%$ — $1/2\ \text{W}$

R1 : $2,7\ \text{k}\Omega$
R2 : $2,7\ \text{k}\Omega$
R3 : $15\ \text{k}\Omega$
R4 : $15\ \text{k}\Omega$
R7 : $6,8\ \text{M}\Omega$
R10 : $1\ \text{k}\Omega$
R11 : $1\ \text{k}\Omega$
R12 : $10\ \text{k}\Omega$
R13 : $10\ \text{k}\Omega$
R14 : $15\ \text{k}\Omega$

* Potentiomètres ajustables 10 tours

R5 : $5\ \text{M}\Omega$
R6 : $5\ \text{M}\Omega$
R8 : $100\ \text{k}\Omega$
R9 : $5\ \text{k}\Omega$

* Condensateurs non polarisés au pas de 7,5 mm

C1 : $47\ \text{nF}$
C2 : $47\ \text{nF}$
C3 : $3,3\ \text{nF}$
C4 : $0,1\ \mu\text{F}$
C5 : $10\ \text{nF}$
C6 : $0,1\ \mu\text{F}$
C9 : $4 \times 0,1\ \mu\text{F}$

* Condensateur au tantale goutte

C8 : $4,7\ \mu\text{F}/10\ \text{V}$

* Semi-conducteurs

CI2 : SN 7400
CI3 : SN 7490
CI4 : SN 7490
CI5 : SN 7490
CI6 : NE 555
CI7 : SN 7447
CI8 : SN 7447
Q1 - Q2 : 2N 388 ou équivalent.
D1 : 1N 4148 ou 1N 914

* Divers

1 commutateur 3 circuits - 4 positions pour circuit imprimé.
2 intercalaires pour transistor TO5.
2 inverseurs (à touche fugitive si possible).
2 fiches bananes femelles miniatures.
Fils de câblage.

Module « afficheur »

* Résistances

$1/4\ \text{W} \pm 5\%$ à couche

R15 à R29 (15 résistances) : $120\ \Omega$

* Semi-conducteurs

CI1 : SN 7400
LED : $\varnothing 3\ \text{mm}$ rouge
Aff1 - Aff2 : TIL 312 (Anode commune)

* Condensateur polarisé

C7 : $4,7\ \mu\text{F}/10\ \text{V}$

Module « alimentation »

1 transformateur EBERLE - BV 4220 - VDE 0550 - 6 V/3 VA.
1 régulateur LM 317 T.
1 dissipateur pour LM 317.
6 diodes 1N 4001 ou 1N 4002.
1 résistance $240\ \Omega/0,5\ \text{W}$.
1 potentiomètre ajustable VA 05 H de $4,7\ \text{k}\Omega$
2 condensateurs de $1000\ \mu\text{F}/16\ \text{V}$
1 condensateur tantale goutte $10\ \mu\text{F}/10\ \text{V}$
1 condensateur tantale goutte $47\ \mu\text{F}/10\ \text{V}$.

Divers

Coffret AMTRON réf. : 00.3001.00
Cordon secteur
Passe-fil $\varnothing 10\ \text{mm}$
Morceau de plastique rouge transparent.
Bouton pour commutateur.

maintenant

KF[®] insole "RECTO" "VERSO"



Avec le banc à insoler double face BI 2000 KF, réalisez rapidement, facilement et sans ratage, vos circuits imprimés, simple ou double face, jusqu'à un format de 310 x 405 mm.

L'insolation est produite par 2 rampes de 6 tubes actiniques d'une puissance totale de 285 watts.

Le système de vide assure un contact parfait entre le film et la surface sensible et permet d'obtenir une reproduction fidèle des schémas quelle que soit la finesse de leur tracé.

BI 2000, une machine fiable, conçue et fabriquée par KF.

et toujours

- le labo complet (BI 1000, MG 1000 et produits) pour moins de 5 000 F HT
- la gamme complète d'atomiseurs pour l'électronique, l'électricité, l'industrie. Il existe un produit KF pour chaque usage particulier.



SICERONT KF[®] S.A. 304, Boulevard Charles de Gaulle BP 41 Tél. : 794 28 15
92390 Villeneuve la Garenne (France) Télex : SICKF630984 F



Pour votre fer à souder : Un réglage de température



L'assemblage de pièces par soudure à l'étain est le seul point commun qui existe entre la plomberie et l'électronique, chaque professionnel utilisant pour amener l'étain à son point de fusion des techniques et des outils différents. Comme il est hors de question pour nous d'utiliser le chalumeau, nous nous intéresserons au problème du contrôle de la température posé par l'emploi d'un fer à souder. Nous vous proposons donc l'étude et la réalisation d'un système permettant de faire varier cette température.

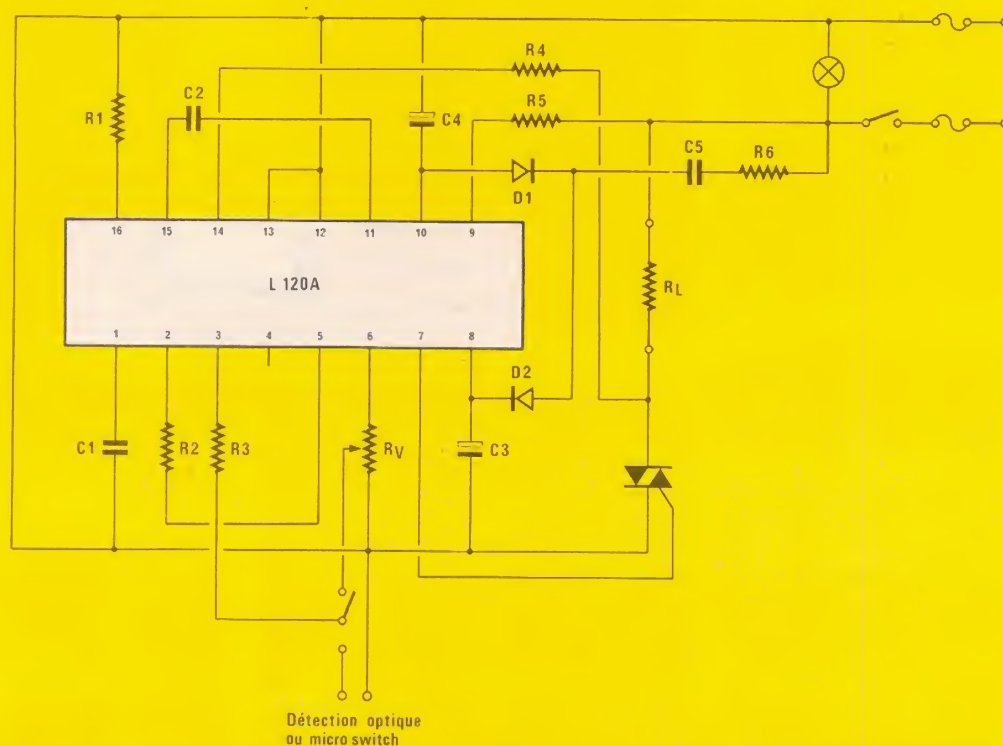


Figure 1 : le schéma de principe.

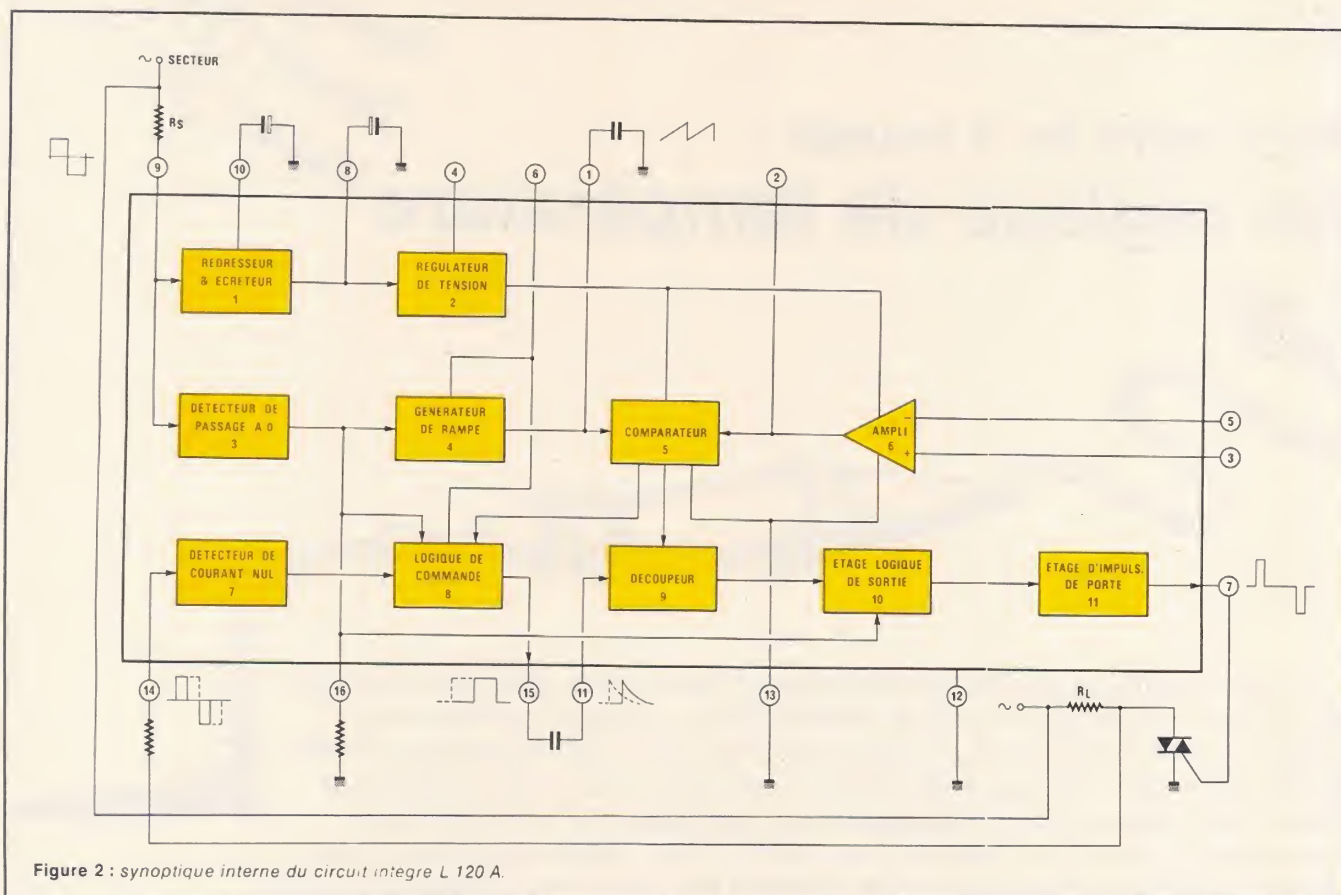


Figure 2 : synoptique interne du circuit integre L 120 A.

Un réglage de température : pourquoi faire ?

La réalisation de soudures de qualité dépend donc de votre savoir faire et de la température de votre fer. Une bonne soudure a un aspect brillant. Chacun a déjà eu affaire à ces soudures ternes dites sèches, ou bien encore aux soudures collées; elles sont la cause de bien des pannes difficiles à décoder; l'exercice est déjà plaisant en BF, mais ajoutez-y un zeste de HF et le bonheur est complet !

La technique de la soudure s'acquiert par la pratique et nous faisons confiance au moral de fer de nos lecteurs débutants pour la maîtriser rapidement.

La seconde condition est donc de travailler à l'aide d'un fer à souder à température convenable, ni trop chaud, ni trop froid et donc de posséder un système de réglage de cette température. La première solution qui peut venir à l'esprit et d'incorporer une thermistance au fer à souder mais les difficultés de réalisation mécanique qui y sont liées nous ont fait nous orienter vers une autre solution.

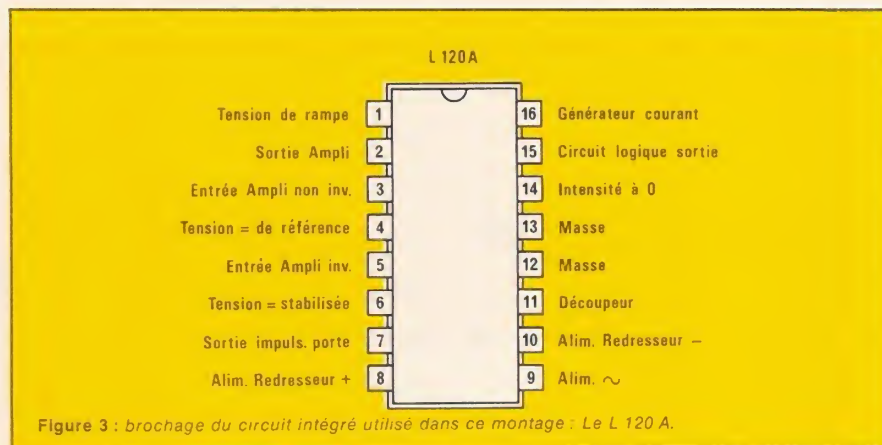


Figure 3 : brochage du circuit intégré utilisé dans ce montage : Le L 120 A.

Que se passe-t-il lorsque le fer repose sur son support ? La température de la panne s'élève jusqu'à un maximum. A l'instant de la soudure, l'apport d'étain et la mise en contact des éléments à souder abaisse bien entendu cette température, mais pas suffisamment dans le cas où la soudure est réalisée sur des pastilles et des bandes de cuivre fines; et si, pour des raisons de dépannage par exemple, vous êtes amené à dés-souder un élément, le risque de décoller la piste du support bakélite ou epoxy est presque certain. Il faut

également pouvoir disposer de toute la puissance possible lors d'une soudure sur un plan faisant office de dissipateur.

Notre solution consistera à détecter la présence du fer sur son support, et à le mettre ainsi en position de veille au moment de la réalisation de la soudure : la température du fer remontera à sa température de consigne fixée à l'avance. On tiendra compte bien sûr de l'inertie thermique de l'équipement métallique du fer.

Comment faire ?

Le schéma théorique est donné à la figure 1. C'est le circuit gradateur L 120 AB de SGS-ATES qui en constitue le cœur ; ceux qui ont déjà utilisé ce circuit constateront que nous avons transformé son mode d'alimentation. La configuration habituelle comprend une résistance qui doit chuter 210 V ; la dissipation très importante dans celle-ci l'aurait portée à une chaleur d'enfer (autant que le fer lui-même) ce qui n'est pas une chose à faire dans notre montage. Nous avons donc contourné ce problème et conçu une double alimentation par capacité et résistance. Cette double alimentation débite sur une même charge via deux diodes. Ainsi la puissance demandée à chaque alimentation est divisée par deux.

Le réglage de la température de consigne s'effectue en agissant sur RV. En se reportant au schéma synoptique de la figure 2 représentant le L 120, on s'aperçoit que cette tension est appliquée à un ampli op puis comparée au signal issu d'un générateur de rampe, le comparateur commandant par la suite un système logique fournissant le signal de commande du triac, l'angle d'ouverture de celui-ci étant fonction du réglage de RV. Le brochage du L 120 est donné à la figure 3.

La réalisation pratique

Le tracé de la carte imprimée est donné à la figure 4, les composants seront implantés et soudés selon la figure 5 à la manière antique, car c'est votre dernière réalisation sans fer à température ajustable. On prendra soin de surélever la résistance de puissance au-dessus du circuit imprimé afin de ne pas risquer de le brûler ; vous remarquerez également que le condensateur de $0,47 \mu\text{F}$ a été scindé en deux de $0,22 \mu\text{F}$. Enfin l'utilisation d'un support pour le L 120 est souhaitable, mais pas indispensable.

L'habillage

Le montage sera placé dans un coffret en... aluminium de marque Retex réf. 7845 Octobox.

Les deux plaques de 4 mm d'épaisseur serviront de face avant et arrière ; on pourra s'inspirer, pour le perçage, des photographies. Les

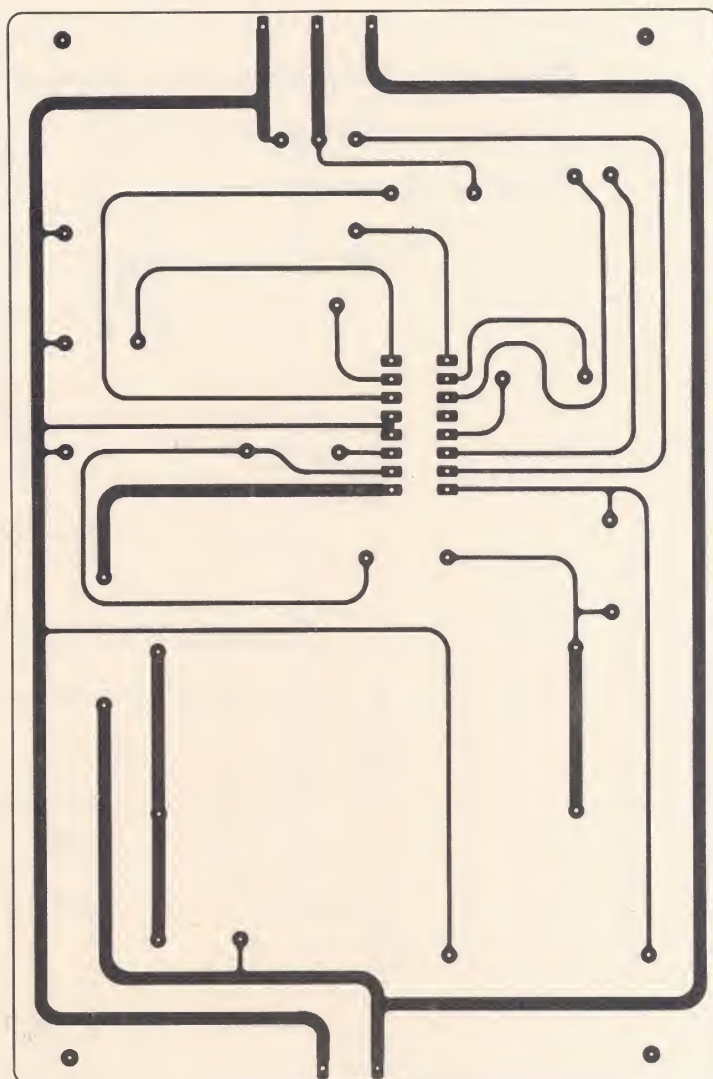
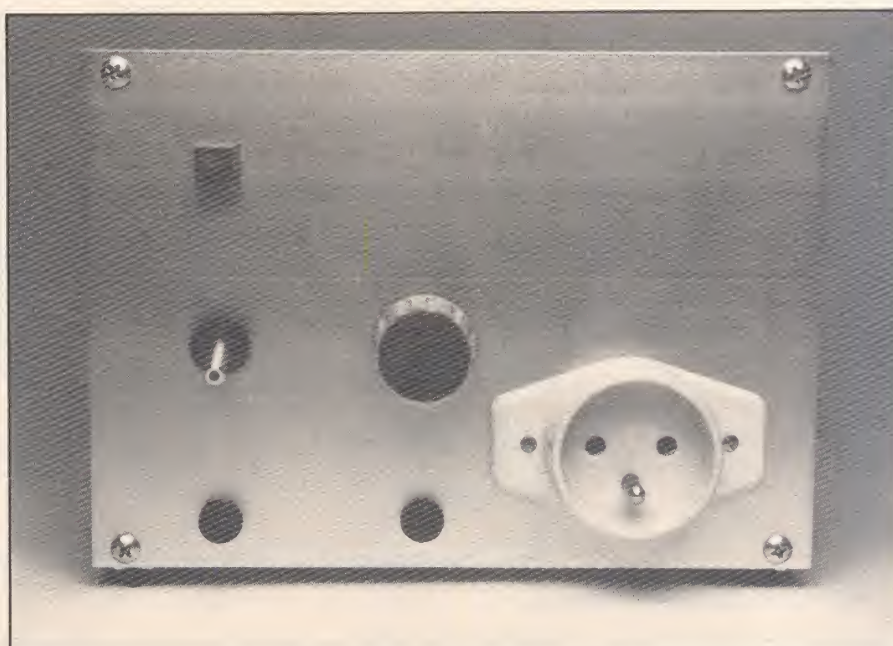


Figure 4 : tracé du circuit imprimé.

La face avant du boîtier.



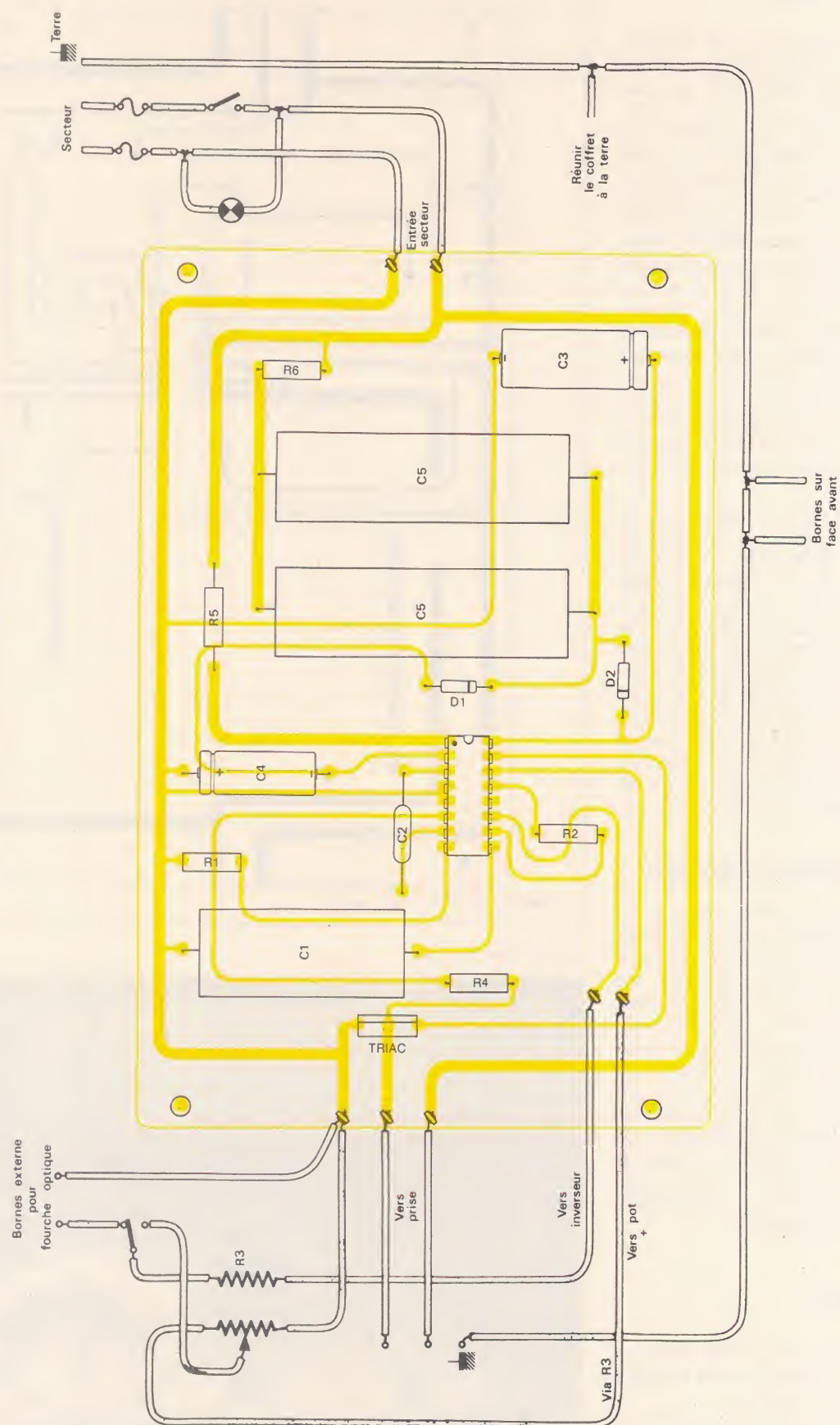


Figure 5 : le câblage du circuit imprimé.

lumières pour passer les prises de courant encastrables seront sciées à la scie à découper ou bien encore une série de trous contigus de petit diamètre sera percée, puis ces trous seront réunis par limage de la matière restant entre-eux. Un dernier coup de lime viendra finir les fenêtres.

Les divers composants (prises, portes fusibles, inter M/A, voyant, potentiomètre, etc.) seront ensuite reliés à la carte supportant l'électronique ; la partie puissance secteur sera câblée en fil souple (1 mm de section). Respectez les couleurs usuelles, bleu et marron pour la phase et le neutre ; mi-jaune, mi-vert, pour la terre. Les autres fonctions dites de commande seront câblées en fil de 0,5 mm.

La mise sous tension

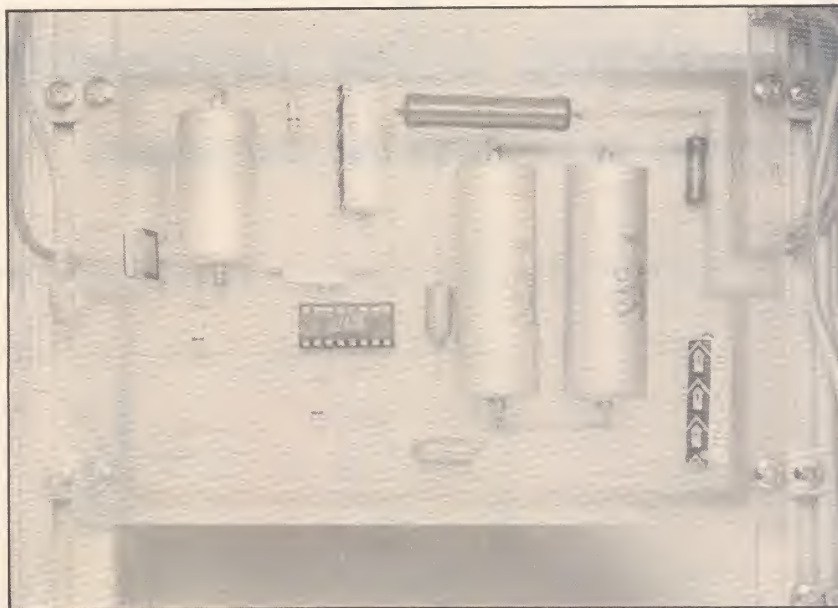
Inutile de vous conseiller de vérifier soigneusement votre câblage. Une ampoule 220 V branchée à la sortie de la prise utilisation vous permettra de contrôler l'action du régulateur ; si cela ne marche pas ce sera le masque... de fer bien entendu ! Vérifier alors que l'inverseur soit bien positionné sur la fonction mode interne ; une fois celui-ci bien calé tout doit rentrer dans l'ordre.

Ce montage étant relié au secteur nous vous conseillons de prendre toutes les précautions d'usage : ne pas faire de mesures à l'oscilloscope non isolé.

Attention, les condensateurs de 0,22 μ F stockent le 220 V.

Pour finir sachez qu'un bon entretien de la panne... en cuivre de votre fer à souder contribue fortement à la réussite de vos soudures.

O. CHENGUELLY



Le câblage du circuit imprimé.

Nomenclature

Résistances

R1 : 100 k Ω
R2 : 10 k Ω
R3 : 10 k Ω
R4 : 82 k Ω
R5 : 47 k Ω 3 W
R6 : 330 Ω 1/2 W
RV : 22 k Ω

Condensateurs

C1 : 0,1 μ F
C2 : 0,01 μ F
C3 : 200 μ F 15 V
C4 : 200 μ F 15 V
C5 : 2 \times 0,22 μ F 600 V

Circuits intégrés

C1 : L 120 AB (SGS-ATES)

Autres semi-conducteurs

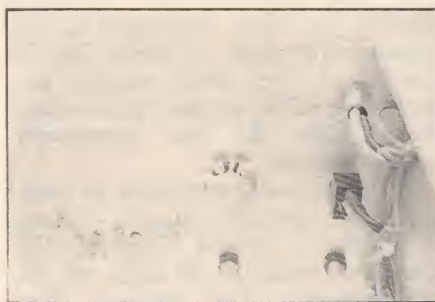
D1 : BY 127
D2 : BY 127
Triac THAL 226
ou TXAL 226 (SSC)
400 V 8 A

Divers

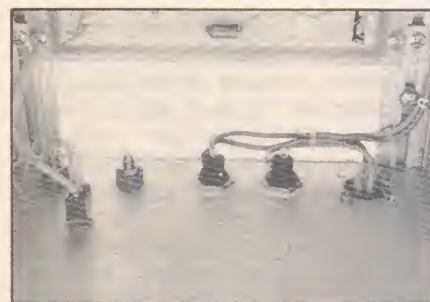
Coffret 7845 Octobox (Retex).
Fiche FRB D03
Prise Legrand type Jupiter.



La face avant du régulateur.



Le câblage du secteur.



La face arrière câblée.

Mesure des faibles résistances

Si l'on excepte les appareils numériques, aucun multimètre ne peut, en fonction « ohmmètre », mesurer les très faibles résistances (de quelques dizaines d'ohms à la fraction d'ohm). Le montage que propose Ray Marston dans Electronics Today (avril 1981), répond à ce besoin. Il affiche les résultats sur un galvanomètre de $100 \mu\text{A}$, qui peut d'ailleurs être celui d'un contrôleur universel.

A partir d'une pile de 9 volts, le régulateur intégré à trois pattes, IC1, délivre une tension stabilisée de 5 volts. On utilise cette dernière pour envoyer, dans la résistance inconnue R_x , un courant de faible intensité, déterminé par le choix de l'une des résistances R1 à R4 correspondant aux quatre gammes de mesure.

On applique, sur l'entrée non inverseuse de IC2 (amplificateur opérationnel CA 3140), la différence de potentiel prise aux bornes de R_x . Le réglage du zéro nécessite une faible tension négative (-600 mV), obtenue par l'intermédiaire de la diode D1, à partir de la deuxième pile B2. Le gain de l'amplificateur, donc le calibrage de l'appareil, sont réglés par le potentiomètre P1. La résistance R9, enfin, protège le galvanomètre contre les surcharges, en limitant la tension de sortie à 2 volts.

Pour le réglage, on court-circuite R5, et on ajuste le zéro à l'aide de P2. Ensuite, sur la gamme la plus

Liste des composants

Résistances

R1 : 47Ω
 R2 : 470Ω
 R3 : $4,7 \text{ k}\Omega$
 R4 : $47 \text{ k}\Omega$
 R5 : $1 \text{ M}\Omega$
 R6 : $47 \text{ k}\Omega$
 R7 : $82 \text{ k}\Omega$
 R8 : $1 \text{ k}\Omega$
 R9 : $10 \text{ k}\Omega$
 R10 : $4,7 \text{ k}\Omega$
 R11 : $4,7 \text{ k}\Omega$

P1 : $47 \text{ k}\Omega$
 P2 : $10 \text{ k}\Omega$

Condensateurs

C1 : 330 nF
 C2 : 10 nF

Circuits intégrés

IC1 : 78L05
 IC2 : CA 3140

Autre semi-conducteur

D1 : 1N 4148

élevée, on place une résistance de 100Ω , et on cherche la pleine déviation du galvanomètre, à l'aide de P1.

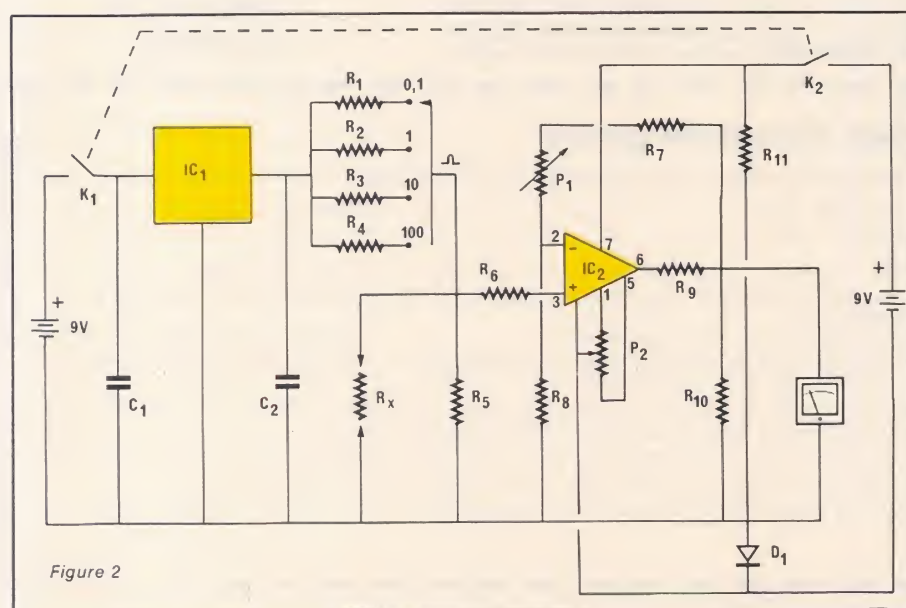
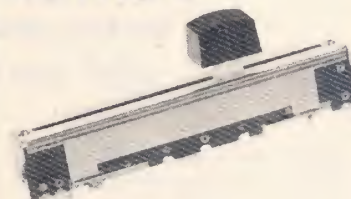


Figure 2

SONEREL

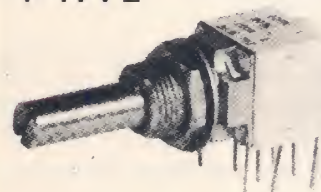
RUWIDO



Potentiomètre rectiligne de qualité. A piste carbone

SONEREL

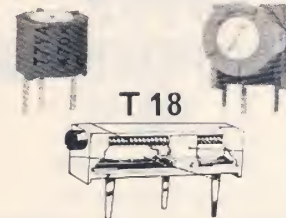
SFERNICE P 11VZ



Potentiomètre rotatif de qualité à piste Cermet

SONEREL

SFERNICE T7YA T7X



Trimms mono et multitours à piste Cermet

33, rue de la Colonie
 75013 PARIS
 580.10.21

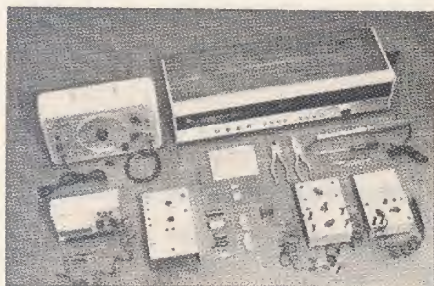
Documentation gratuite sur demande.

l'électronique: un métier d'avenir

**Votre avenir est une question de choix :
vous pouvez vous contenter de "gagner votre
vie" ou bien décider de réussir votre carrière.**

Eurelec vous donne les moyens de cette réussite. En travaillant chez vous, à votre rythme, sans quitter votre emploi actuel. Eurelec, c'est un enseignement concret, vivant, basé sur la pratique. Des cours facilement assimilables, adaptés, progressifs, d'un niveau équivalent à celui du C.A.P. Un professeur unique qui vous suit, vous conseille, vous épaula, du début à la fin de votre cours.

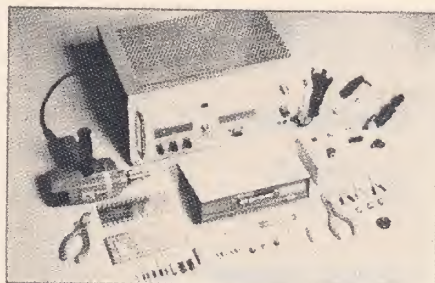
Très important : avec les cours, vous recevez chez vous tout le matériel nécessaire aux travaux pratiques. Votre cours achevé, il reste votre propriété et constitue un véritable laboratoire de technicien. Stage de fin d'études : à la fin de votre cours, vous pouvez effectuer un stage de perfectionnement gratuit dans les laboratoires EURELEC, à Dijon.



Electronique

Débouchés : radio-électricité, montages et maquettes électroniques, T.V. noir et blanc, T.V. couleur (on manque de techniciens dépanneurs), transistors, mesures électroniques, etc.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété.



Electronique industrielle

Elle offre au technicien spécialisé un vaste champ d'activité : régulation, contrôles automatiques, asservissements dans des secteurs industriels de plus en plus nombreux et variés.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété



Electrotechnique

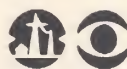
Les applications industrielles et domestiques de l'électricité offrent un large éventail de débouchés : générateurs et centrales électriques, industrie des micromoteurs, électricité automobile, électroménager, etc.

Votre cours achevé, ce matériel reste votre propriété

Cette offre vous est destinée : lisez-la attentivement

Pour vous permettre d'avoir une idée réelle sur la qualité de l'enseignement et du nombreux matériel fourni, EURELEC vous offre d'examiner CHEZ VOUS — gratuitement et sans engagement — le premier envoi du cours que vous désirez suivre (ensemble de leçons théoriques et pratiques, ainsi que le matériel correspondant aux exercices pratiques).

Il ne s'agit pas d'un contrat. Vous demeurez entièrement libre de nous retourner cet envoi dans les délais fixés. Si vous le conservez, vous suivrez votre cours en gardant toujours la possibilité de modifier le rythme d'expédition, ou bien d'arrêter les envois. Aucune indemnité ne vous sera demandée. Complétez le bon ci-après et **présentez-le au Centre Régional EURELEC le plus proche de votre domicile** ou postez-le aujourd'hui même.



eurelec

institut privé
d'enseignement
à distance
21000 DIJON

**OFFRE
EXCEPTIONNELLE**

- 10 %

sur tous les cours

(jusqu'au 14 Août 1981)

CENTRES REGIONAUX

21000 DIJON (Siège social)
R. Fernand Holweck
Tél.: 66 51 34

75012 PARIS
57-61, bd de Picpus
Tél. (1) 347 19 82

13007 MARSEILLE
104, bd de la Corderie
Tél. 54 38 07

bon d'examen gratuit

A retourner à EURELEC - Rue Fernand-Holweck - 21000 DIJON.

Je soussigné : Nom _____ Prénom _____

Domicile : Rue _____ N° _____

Ville _____ Code postal _____

desire recevoir, pendant 15 jours et sans engagement de ma part, le premier envoi de leçons et matériel de :

☐ ELECTRONIQUE FONDAMENTALE

☐ ELECTROTECHNIQUE

☐ SPECIALISATION RADIO STEREO A TRANSISTORS

☐ ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

☐ INITIATION A L'ELECTRONIQUE

► Si cet envoi me convient, je le conserverai et vous m'enverez le solde du cours à raison d'un envoi en début de chaque mois, les modalités étant précisées dans le premier envoi gratuit.

► Si au contraire, je ne suis pas intéressé, je vous le renverrai dans son emballage d'origine et je ne vous devr rien.

Je reste libre, par ailleurs, d'interrompre les envois sur simple demande écrite de ma part.

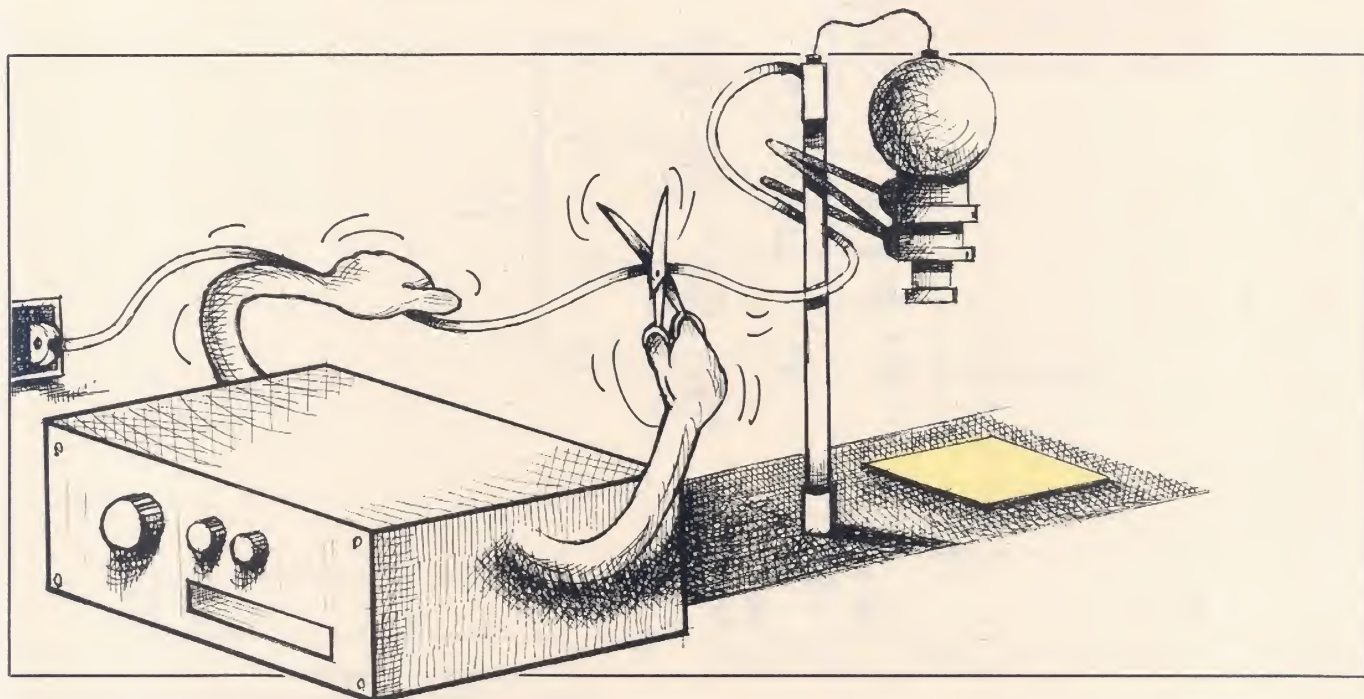
DATE ET SIGNATURE : (Pour les enfants, signature des parents).

09067

PERTON, BILLERE.

Chrono photo

Temporisateur à affichage digital pour agrandisseur photo



Tout amateur photo a été confronté au problème du temps d'exposition lors du tirage d'épreuves photographiques. La solution bien souvent retenue est de commander l'agrandisseur manuellement en mesurant le temps sur une trotteuse de montre. Nous vous proposons la construction d'un timer réunissant ces deux fonctions et vous offrant en plus l'affichage du temps sur de grands afficheurs 7 segments et la précision du secteur EDF 50 Hz.

Indiquons encore que toutes ces opérations sont effectuées par un seul circuit intégré spécialisé, ce qui facilite la réalisation.

Schéma de principe

Ce temporisateur utilise un circuit intégré de chez Têxas, le TMS 3880 qui, synchronisé par le secteur, peut compter jusqu'à 40 mn ou plus exactement 39 mn 59 sec. La figure 1 donne le schéma théorique du montage. L'affichage du temps d'exposition est multiplexé, ce qui permet de diminuer très sensiblement la consommation du montage. Les quatre transistors T1, T2, T3, T4 sont utilisés comme interface de puissance pour la com-

mande des 4 chiffres de l'affichage. La commande directe des cathodes des afficheurs par le TMS 3880 entraînerait une dissipation de puissance dépassant les possibilités de celui-ci.

L'alimentation continue, d'environ 10 à 12 volts est obtenue après un redressement monoalternance assuré par D1 et un filtrage dû à C1, de la tension issue du secondaire du transformateur T (modèle 220 V → 9 V, 2 ou 3 VA). La synchronisation secteur est prélevée sur l'enroulement 9 volts puis appliquée à la borne 11 du TMS 3880

via R2 et C2. Pour limiter l'intensité du courant dans les segments des afficheurs (des DIS 1306 ou TIL 702) sept résistances R6 à R12 de 1 kΩ ont été disposées en série avec ceux-ci.

Des deux sorties « information » que possède le TMS 3880 (sur les pattes 2 et 3 et appelées AL1 et AL2) une seule a été utilisée pour commander l'agrandisseur et l'éclairage du labo.

Par rapport à la référence 0 V borne 1 du TMS 3880 la sortie AL1 passe à l'état haut pendant le comptage (c'est-à-dire l'exposition

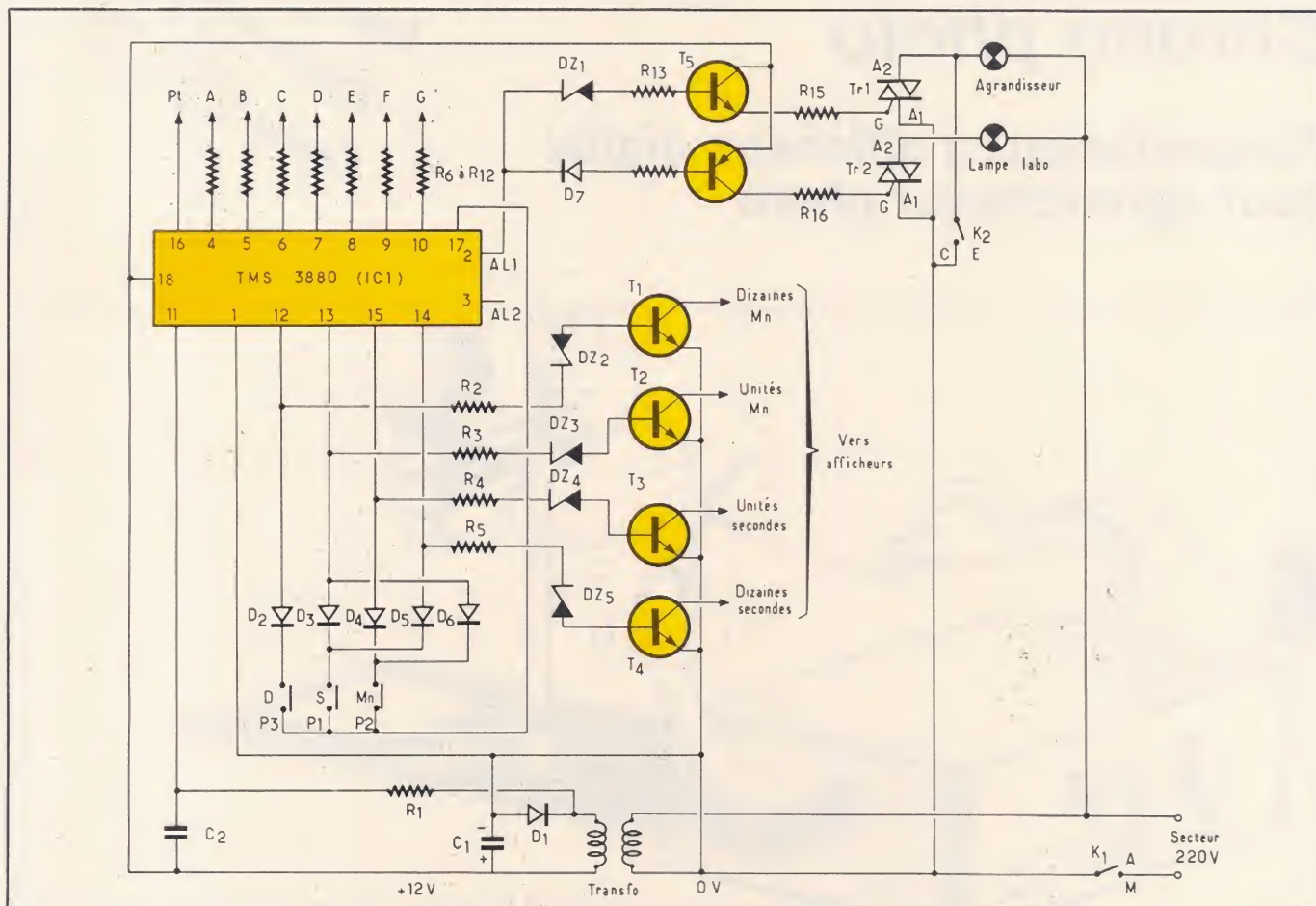


Figure 1 : Schéma de principe du temporisateur à affichage digital.

du papier) et la sortie AL2 est complémentaire c'est-à-dire qu'elle est au niveau bas soit 0 volt. Lorsque l'exposition est terminée AL1 repasse à 0 volts et AL2 à l'état haut. Alors que AL1 conserve indéfiniment son état, AL2 repasse à l'état bas au bout de quelques instants.

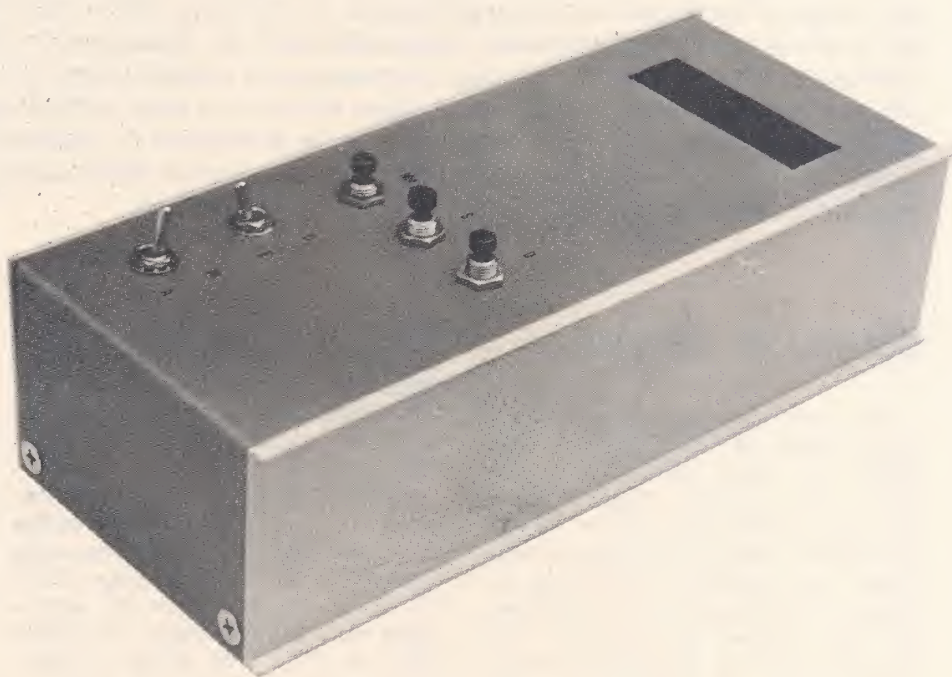
C'est pour cette raison que seule la sortie AL1 a été utilisée pour commander à la fois l'agrandisseur et l'éclairage du labo (l'éclairage inactinique bien entendu).

L'information AL1 issue de la patte 2 est envoyée vers T5 un NPN qui pilote le triac Tr1 utilisé en interrupteur pour l'agrandisseur ainsi que vers T6 un PNP qui, lui, pilote Tr2 (triac-interrupteur de l'éclairage labo).

L'interrupteur K1 sert d'interrupteur général et K2 qui court-circuite l'espace Q1 Q2 de Tr1 permet de mettre l'agrandisseur en service en l'absence de comptage pour procéder aux cadrage et réglages divers, nécessaires avant toute exposition.

Le poussoir P1 permet de sélectionner la durée en secondes (et P2 en minutes) de l'exposition.

P3 sert au départ de l'exposition.



Réalisation

Tous les éléments, à l'exception bien entendu du transformateur, ont été montés sur un même circuit imprimé donné à l'échelle 1 **figure 2**. Réalisé en technique simple face il a été nécessaire de mettre quelques straps que l'on câblera en premier lieu. On câblera ensuite et dans l'ordre : les résistances, les condensateurs, les supports de circuit intégrés, transistors et diodes conformément au schéma d'implantation donné à la **figure 3**.

Pour des raisons d'encombrement certains composants (résistances et diodes Zener) ont été câblées verticalement.

Les supports utilisés pour les afficheurs ont été prélevés sur des supports 2×14 pattes découpés à la demande qui ont l'avantage d'être à l'écartement adéquat.

Le circuit imprimé et le transformateur ont été insérés dans un coffret de dimensions $L = 20,5$, $l = 9$, $h = 5,5$ cm dont le couvercle fait office de face avant ce qui ne gêne en rien l'esthétique générale.

Une fenêtre a été percée pour le passage des afficheurs ainsi que 5

trous destinés aux interrupteurs et poussoirs.

Sur la face arrière du couvercle on a percé quatre autres trous destinés aux douilles recevant les prises de la lampe et de l'agrandisseur.

Ces douilles devront avoir un entraxe de 19 mm, écartement standard des prises secteur.

Un cinquième trou permettra au fil d'alimentation de passer dans le coffret.

Le transformateur et le circuit imprimé sont fixés sur le châssis à l'aide de vis et écrous de $\varnothing 3$ mm, ceux-ci forment entretoise pour

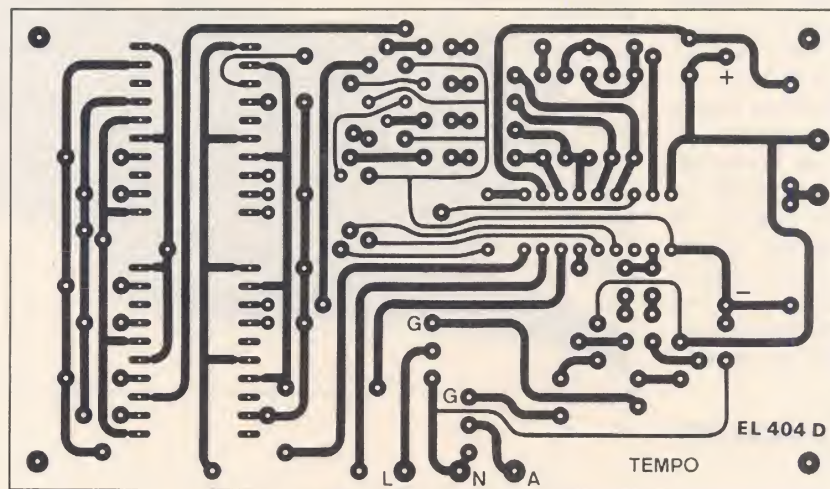


Figure 2 : Circuit imprimé du temporisateur.

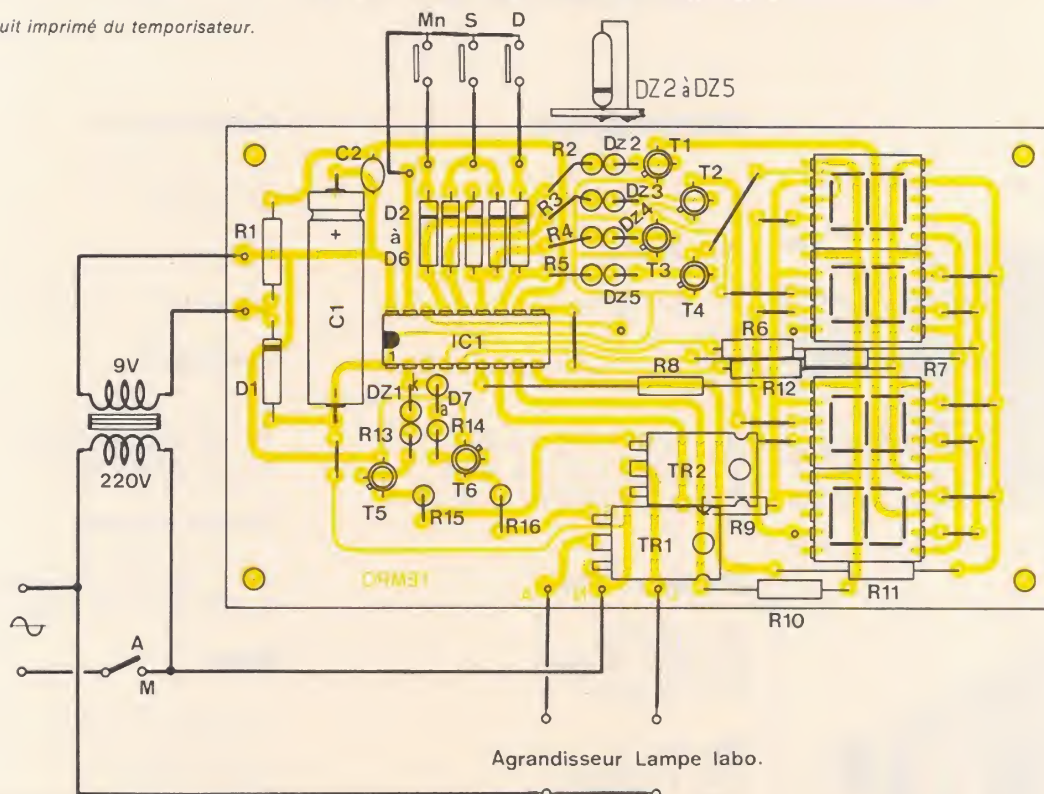


Figure 3 : Implantation des composants.

amener le circuit imprimé, ou plus exactement les afficheurs, au niveau du couvercle. On vérifiera à cet effet qu'aucun composant ne touche le couvercle lorsque celui-ci est en place. On effectuera les liaisons avec les différents interrupteurs, poussoirs et douilles conformément au schéma de principe.

La figure 4 donne les brochages des afficheurs et du TIC 226 D.

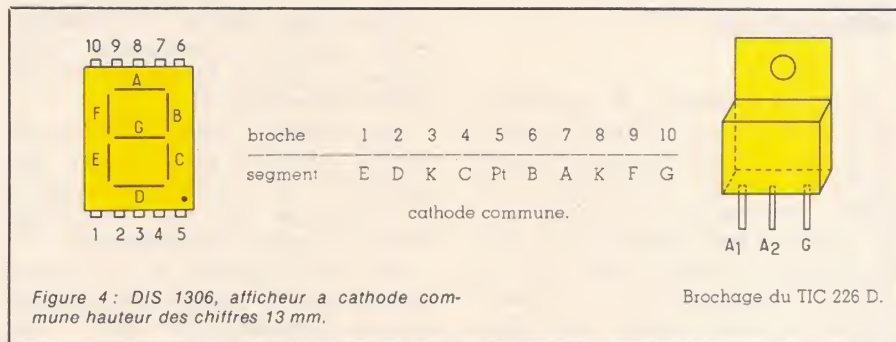
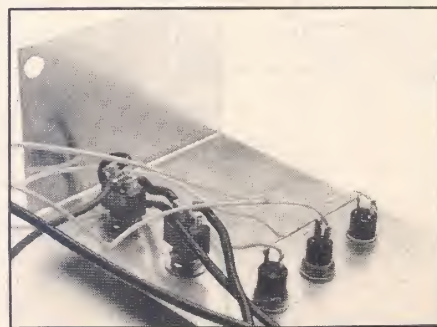
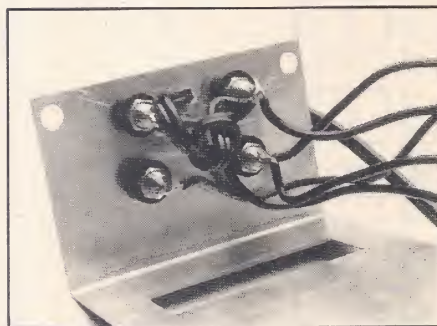
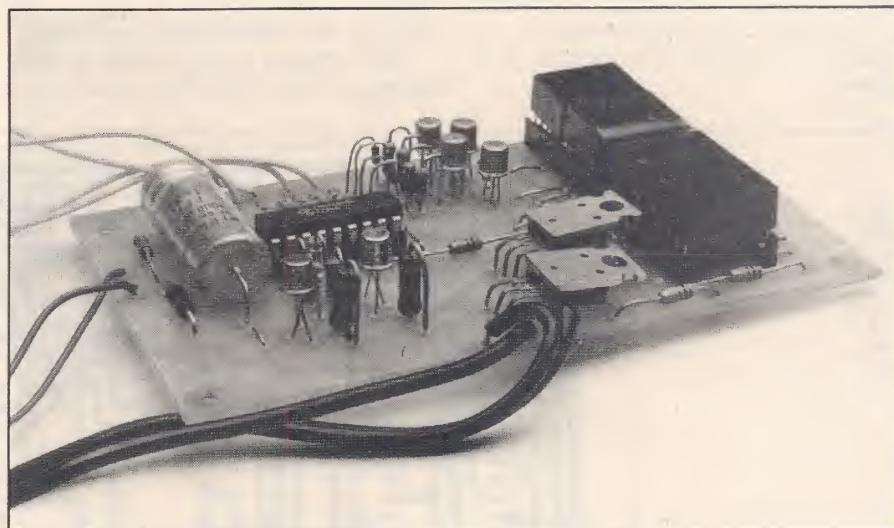


Figure 4 : DIS 1306, afficheur à cathode commune hauteur des chiffres 13 mm.

Mise en service

Etant donné l'absence d'éléments de réglage ce montage fonctionne dès la dernière soudure terminée et ne demande aucune mise au point. Après avoir mis K1 sur la position marche (M) on sélectionne grâce à P1 et P2 le temps d'exposition. Quand on appuie sur l'un de ces 2 boutons les secondes ou les minutes défilent. Il suffit de relâcher ces poussoirs lorsque le temps souhaité est obtenu. Le fait d'appuyer sur P3 un court instant déclenche le comptage. Celui-ci terminé on pourra recommencer autant d'expositions qu'on le souhaitera.

F. JONGBLOËT



Nomenclature

Résistances

R1 : 10 k Ω 1/4 W
 R2 }
 R3 } 4,7 k Ω 1/4 W
 R4 }
 R5 }
 R6 à R12 : 1 k Ω 1/4 W
 R13 et R14 : 4,7 k Ω 1/4 W
 R15 et R16 : 470 Ω 1/2 W

Diodes et Zéners

D1 : 1N 4001
 D2 à D6 : 1N 4148
 D7 : 1N 4148

Dz1 : ITT
 Dz2 : tension
 Dz3 : de
 Dz4 : Zener
 Dz5 : 6,2 V

Condensateurs

C1 : 1000 μ F 16 V
 C2 : 220 pF

Triac

TR1 et TR2 : TIC 226 D.

Transistors

T1 à T4 : BC 107 B
 T5 : 2N 2222 A (NPN)
 T6 : 2N 2906 (PNP)

Circuits intégrés

CI1 : TMS 3880 NL Texas
 4 afficheurs DIS 1306 ou TIL 702.

Divers

1 transfo 220 V 9 V
 1 coffret 20,5 x 9 x 5,5, (EL.B.O.MEC).
 2 interrupteurs miniature K1 K2.
 3 poussoirs P1 P2 P3.
 4 douilles \varnothing 4 mm pour châssis.

Allo... ce n'est pas moi !

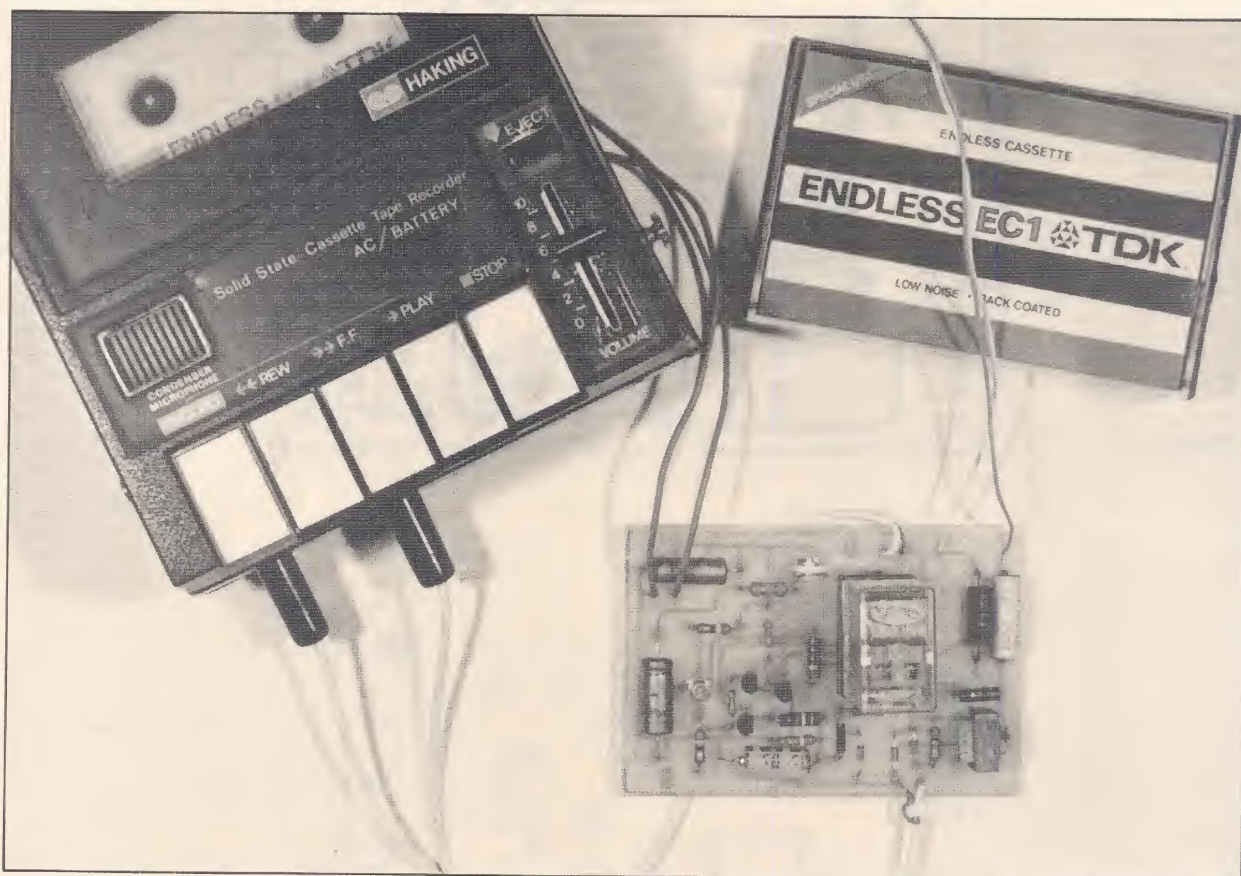
Un répondeur téléphonique expérimental



Ce répondeur expérimental représente pratiquement ce qu'il est possible de concevoir de plus simple dans ce domaine.

Il est inutile de préciser qu'il ne répond pas aux spécifications imposées pour un raccordement légal au réseau public. Cet appareil peut cependant rendre de réels services lorsqu'il est raccordé à un réseau privé de caractéristiques similaires.

Son originalité est d'utiliser un magnétophone à cassettes absolument standard et sans avoir à y effectuer de modifications ; un circuit d'interface très simple suffit.



Le principe de fonctionnement :

Le circuit électronique relié à la ligne téléphonique ne peut-être raccordé au magnétophone que par les deux prises que l'on rencontre sur tous les enregistreurs, même les plus simples : la sortie écouteur ou H.P. supplémentaire et le jack de télé-

commande. Toute action sur les commandes mécaniques étant exclues, il nous faut faire appel à une cassette sans fin (en boucle) d'une durée d'une minute (de telles cassettes sont disponibles dans le commerce spécialisé). Sur cette cassette, on enregistrera deux fois un message d'une durée de 30 secondes au maximum.

Dès que le montage détectera la sonnerie du téléphone, il « prendra la ligne » et fera débiter le magnétophone dans le transfo d'interface pendant 1 minute, ce qui garantit que le message sera lu en totalité au moins une fois, même s'il ne commence pas du début. Ce laps de temps écoulé, tout le système revient au repos, libérant la ligne.

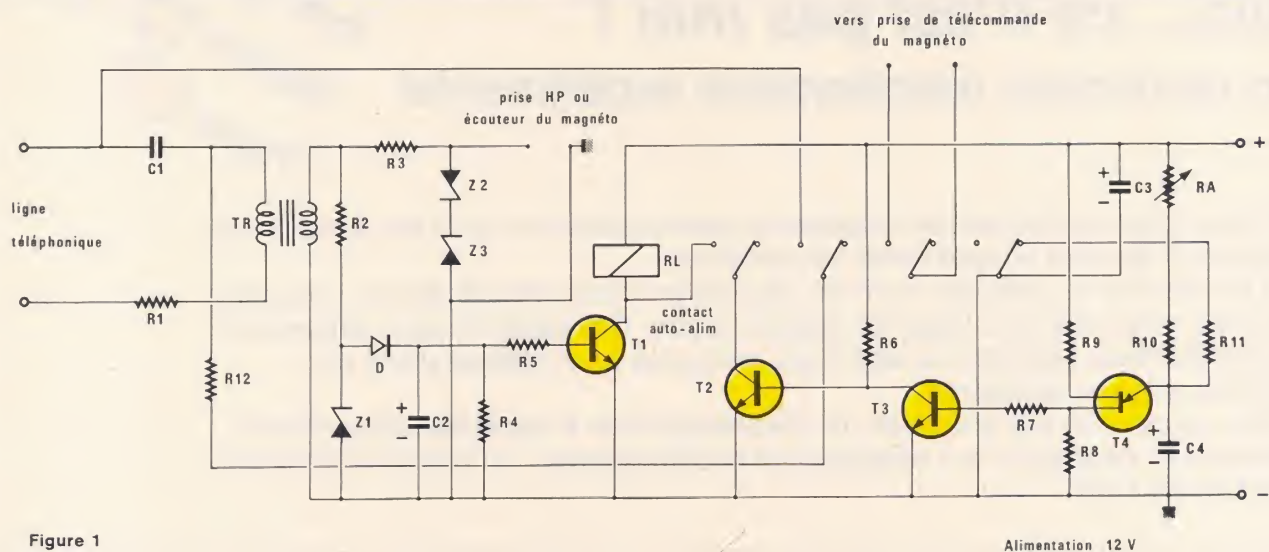


Figure 1

Alimentation 12 V

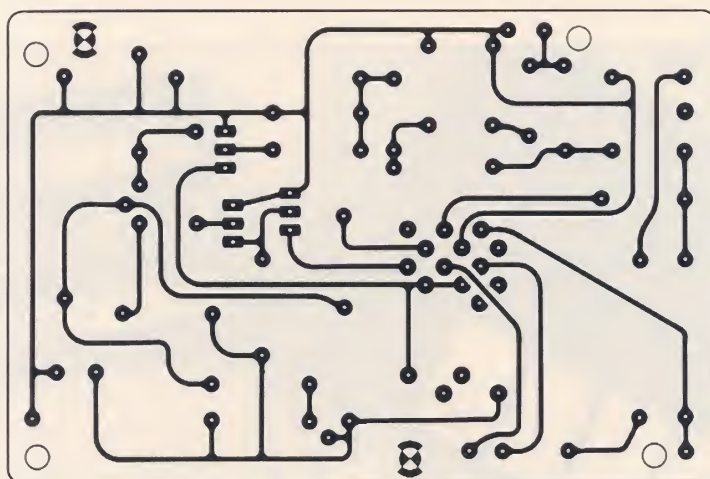


Figure 2

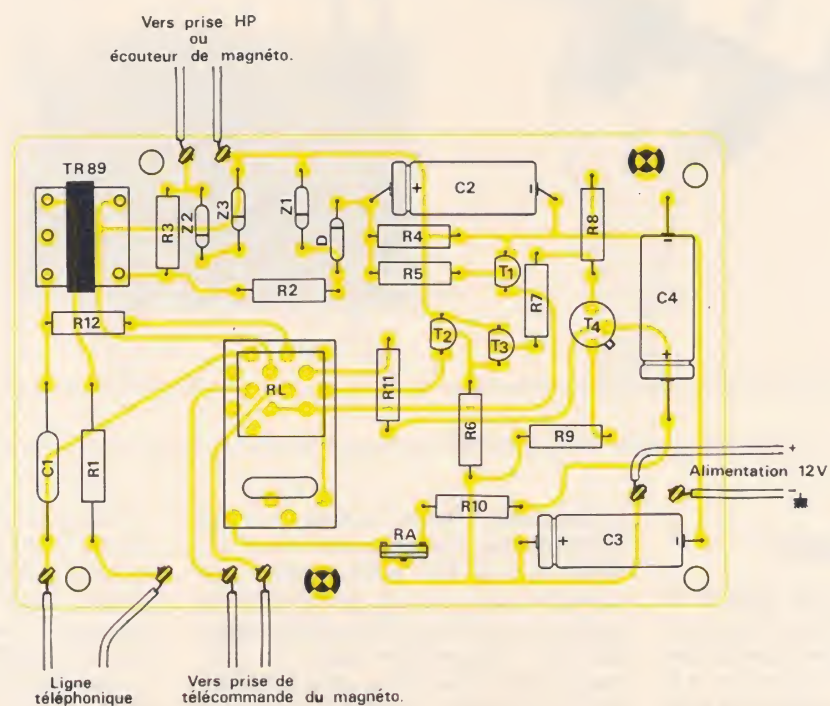


Figure 3

Le schéma de principe :

La figure 1 montre la simplicité des moyens mis en œuvre. En temps normal, le condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ bloque la tension continue présente sur la ligne, ce qui équivaut à la présence d'un poste raccroché. Par contre le courant alternatif de sonnerie traverse ce condensateur et fait apparaître une tension notable au secondaire du transfo de ligne. Redressée et limitée par une diode Zener de $6,2 \text{ V}$, cette tension vient charger le condensateur de $47 \mu\text{F}$ jusqu'à ce que le transistor BC 318 arrive en saturation. Le relais colle alors ce qui court-circuite le $0,22 \mu\text{F}$ par 100Ω : la ligne est prise ou « décrochée ». Simultanément, le même relais télécommande le démarrage du magnétophone, et s'auto-alimente.

Cessant d'être court-circuité, le condensateur de $100 \mu\text{F}$ se charge à travers une résistance ajustable de $100 \text{ k}\Omega$, et l'unijonction délivre au bout d'une minute environ une impulsion qui, convenablement amplifiée, vient faire décoller le relais qui remet alors tout le système à zéro.

Nomenclature

Résistances

R1 : $1 \text{ k}\Omega$ 2 W	R7 : $8,2 \text{ k}\Omega$
R2 : 820Ω	R8 : 29Ω
R3 : $1 \text{ k}\Omega$	R9 : 390Ω
R4 : $39 \text{ k}\Omega$	R10 : $82 \text{ k}\Omega$
R5 : $3,9 \text{ k}\Omega$	R11 : 10Ω
R6 : $8,2 \text{ k}\Omega$	R12 : 100Ω

RA : $100 \text{ k}\Omega$ ajustable

Condensateurs

C1 : $0,22 \mu\text{F}$ 250 V
C2 : $47 \mu\text{F}$ 16 V
C3 : $100 \mu\text{F}$ 16 V
C4 : $100 \mu\text{F}$ 16 V

Transistors

T1 : BC 318
T2 : BC 318
T3 : BC 318
T4 : 2N 2646

Autres semi-conducteurs

Z1 : Zéner $6,2 \text{ V}$
Z2 : Zéner $6,2 \text{ V}$
Z3 : Zéner $6,2 \text{ V}$
D : 1N 4148

Divers

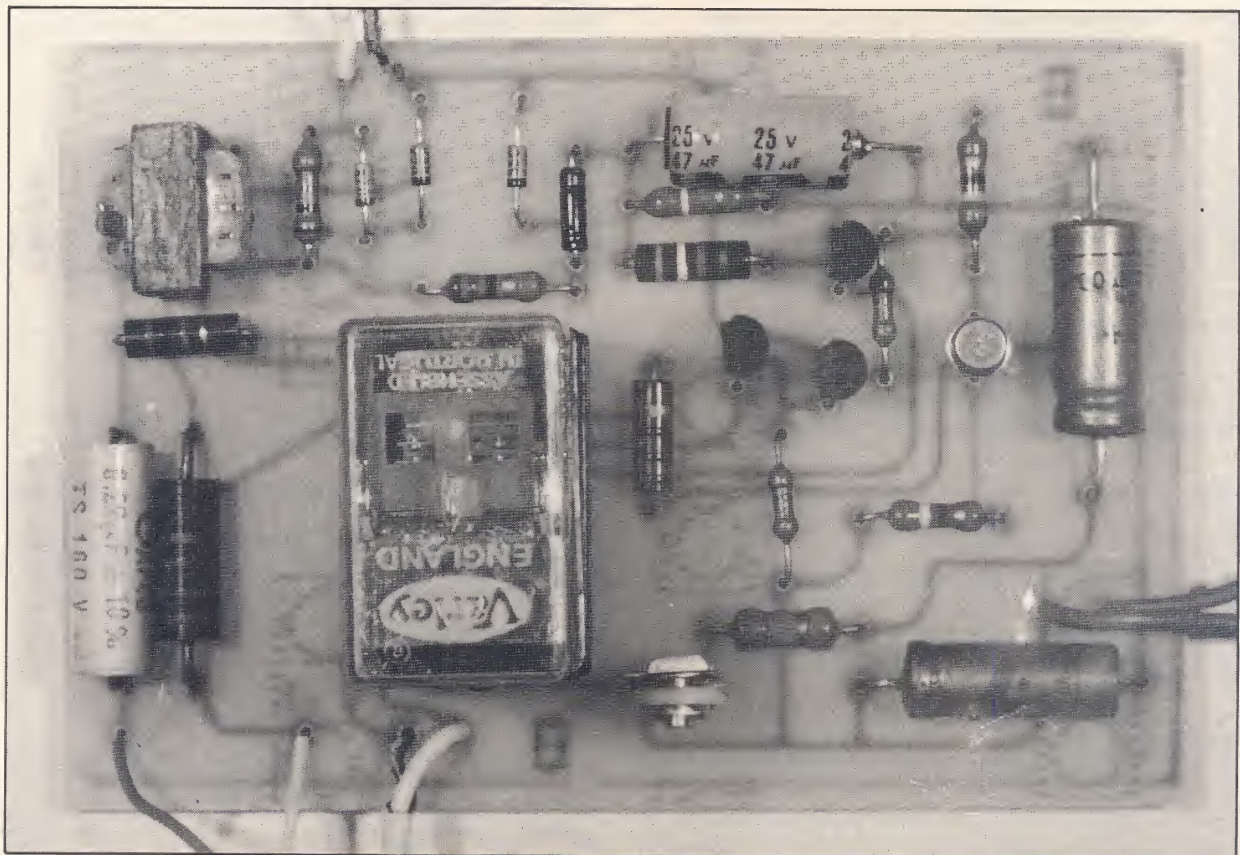
1 transfo TR89.
1 relais 12 V 300Ω 4RT
1 cassette sans fin 1 mm (TDK ENDLESS EC1).
1 magnéto cassette.
1 circuit imprimé.

Réalisation pratique :

Le petit circuit imprimé représenté en figure 1 suffit à regrouper tous les composants du montage selon le plan de câblage de la figure 3. Il faut également prévoir une alimentation 12 V, qui peut être commune avec celle du magnétophone.

Les réglages se réduisent à celui de la temporisation de lecture et éventuellement à celui du courant de ligne si la résistance de $1 \text{ k}\Omega$ 2 W ne permet pas d'obtenir les 40 à 50 mA nécessaires. On retoucherait alors sa valeur dans le sens voulu.

Patrick GUEULLE



SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Dans ce numéro, nous vous proposons, par l'intermédiaire des professionnels distributeurs, quatre des circuits imprimés proposés dans les articles de réalisation.

Voici leurs références et leurs prix estimatifs.

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 404 A	Bruiteur (Poussin)	14 F
EL 404 B	Bruiteur (course auto)	16 F
EL 404 C	Bruiteur (train à vapeur)	20 F
EL 404 D	Temporisateur photo	30 F

Nous vous rappelons ci-dessous les circuits disponibles des précédent numéros :

Réf.	Article	Prix estimatif
EL 401 A	Poule électronique	18 F
EL 401 B	Tablette de mixage (ampli)	16 F
EL 401 C	Tablette de mixage (adaptateur) ..	16 F
EL 401 D	Booster 2 x 20 W	23 F
EL 401 E	Transmetteur téléph. d'alarmes ...	33 F
EL 401 F	Antivol auto	14 F
EL 401 G	Sonnette 10 tons	17 F
EL 401 H	Minuterie secteur	10 F
EL 401 J	Jeu de boules	37 F
EL 402 H	Amplificateur 2 x 30 W	24 F
EL 402 D	Alarme « son et lumière »	28 F
EL 402 E		28 F
EL 402 F		28 F
EL 403 A	The Musical Box	34 F
EL 403 B		34 F
EL 403 C	Ampli 225 TURBO	52 F
EL 403 D		16 F

Réseau de distribution

Les professionnels adhérent à cette opération sont dès à présent très nombreux et c'est à eux que vous devez vous adresser pour obtenir les circuits imprimés du Journal.

Voici la liste des points de vente, que nous tiendrons à jour, le nombre de revendeurs s'accroissant à chaque numéro.

02700 - **Aveco**, 33, bd Gambetta, Tergnier
 13001 - **Europe Electronique**, 2, rue Chateaudon
 21000 - **Electronic 21**, 4 bis, rue de Serrigny, Dijon
 24100 - **Pommarel Electronic**, 14, place Doublet, Bergerac
 25000 - **Reboul**, 34, rue d'Arènes, Besançon
 31000 - **Cibot**, 25, rue Bayard, Toulouse
 31200 - **Sodifam**, 117, route d'Albi, Toulouse
 42000 - **Radio Sim**, 29, rue Paul Bert, Saint-Etienne
 42800 - **Medelor**, Tartaras - Rive de Gier
 49000 - **Electronic Loisirs**, 24, rue Beaurepaire, Angers
 56000 - **Elektronik**, 25, rue du Colonel Maury, Vannes
 57590 - **GAR**, 53, rue Principale, Viviers
 60000 - **Mod'elec**, 19, rue Desgraux, Beauvais
 69006 - **La boutique Electronique**, 22, avenue de Saxe
 69009 - **Lyon Composants Radio**, 46, quai Pierre Scize
 75005 - **Radio MJ**, 19, rue Claude Bernard
 75010 - **Acer**, 42, rue de Chabrol
 75012 - **Cibot**, 1, rue de Reuilly
 75012 - **Magnétic France**, 11, place de la Nation
 75012 - **Reuilly Composants**, 79, bd Diderot
 75013 - **Pentasonic**, 10, bd Arago
 75014 - **Montparnasse Composants**, 3, rue du Maine
 75014 - **Compokit**, 174, bd du Montparnasse
 75015 - **Fanatron**, 35, rue de la Croix Nivert
 75016 - **Pentasonic**, 5, rue Maurice Bourdet
 75017 - **ERCEE**, 36-38, rue de Saussure
 76600 - **Sonodis**, 74, rue Victor Hugo, Le Havre
 77310 - **LEE**, 1, place de la Pièce de l'Etang, St-Fargeau-Ponthierry
 90000 - **Electronic Center**, 1, rue Keller, Belfort
 91230 - **Electro-Kit**, Centre comm. La Forêt, Montgeron
 92600 - **Roche**, 200, avenue d'Argenteuil, Asnières

Cotation des montages

Les réalisations pratiques sont munies, en haut de la première page, d'un cartouche donnant des renseignements sur le montage et dont voici le code :

Temps



moins de deux heures de câblage



entre deux et quatre heures de câblage



plus de quatre heures de câblage.

Ce temps passé ne tient évidemment pas compte de la partie mécanique éventuelle ni du raccordement du montage à son environnement.

Difficulté



Montage à la portée d'un amateur sans expérience particulière.



Montage nécessitant des soins attentifs.



Une excellente connaissance de l'électronique est nécessaire (mesures, manipulations).

Dépense



Prix de revient inférieur à 200 francs.

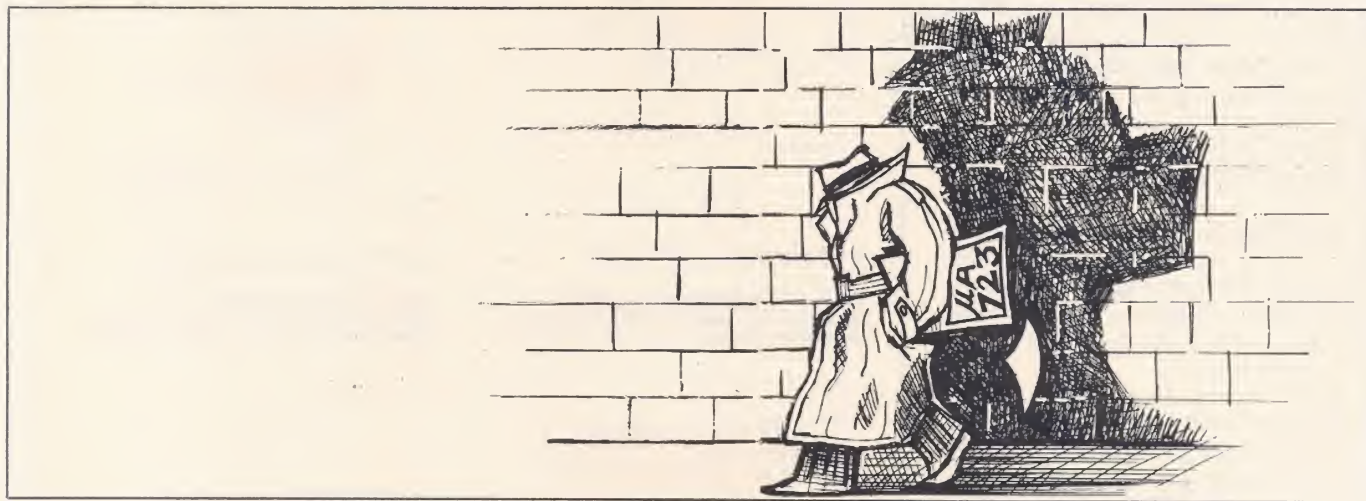


Prix de revient compris entre 200 et 400 francs.



Prix supérieur à 400 francs.

La vie secrète du μA 723...



Relevées dans les fiches du constructeur, Fairchild, voici pour votre plaisir et pour le nôtre une quarantaine de révélations sur le μA 723. Ces applications peu ou pas connues du plus célèbre régulateur de tension du marché en démontreront une fois encore la versatilité.

Configurations de sortie

Le schéma de l'étage de sortie du μA 723 est donné en figure 1-a. La bonne V_z donne directement accès à une Zener de 6,2 V dont la cathode est reliée à V_{OUT} . Ceci uniquement pour le boîtier DIL-14 pin. Si le transistor de limitation de courant n'est pas utilisé, il existe une seconde diode Zener fournie par la jonction base-émetteur en inverse (figure 1-b). En utilisant cette diode Zener CL-CS, on pourra disposer, uniquement en inverse, d'un courant de Zener de 5 mA au maximum. La figure 1-c donne un mode de polarisation correct en reliant les bornes V_{OUT} et CL pour obtenir simultanément une Zener positive et une négative, deux fois 6,2 V référencés à V_{OUT} .

Régulateurs positifs de 150 mA maximum

La figure 2-a indique le mode de base d'un régulateur donnant de 2 à 7 V en sortie. La tension de référence V_{REF} est divisée par le pont R_1 , R_2 et P_1 , avant d'être appliquée à l'entrée non inverseuse de l'ampli-op interne. Si une réjection des ondulations amont meilleure que la spécification (74 dB) est souhaitée, on montera C_{REF} qui réduit considérablement le bruit sur la sortie stabilisée.

La compensation en fréquence est fournie par C_1 qui est isolé de la sor-

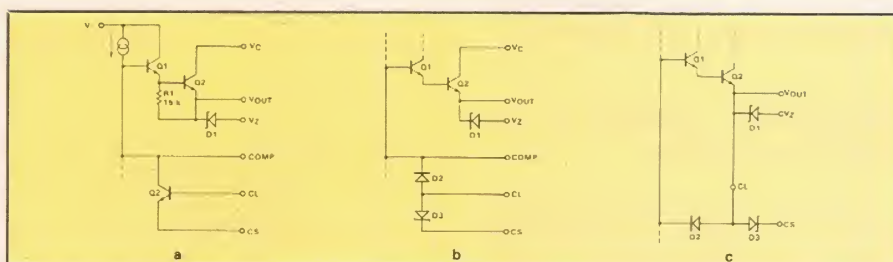
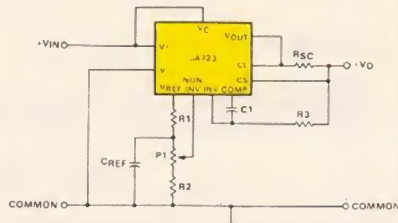
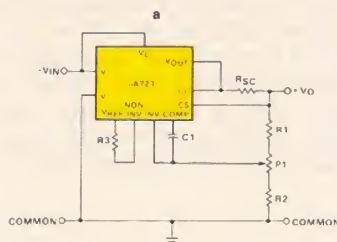


Figure 1 : Configurations de sortie.



a) PERFORMANCES TYPIQUES

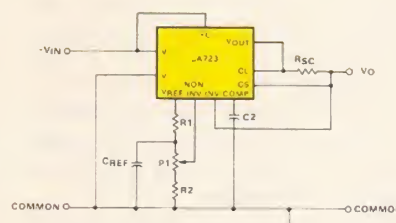
Tension de sortie réglée : 5 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 3$ V) 0,5 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 1,5 mV



b) PERFORMANCES TYPIQUES

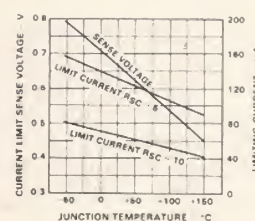
Tension de sortie réglée : 15 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 3$ V) 1,5 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 4,5 mV

Figure 2 : Schémas de base de régulateurs.



c) PERFORMANCES TYPIQUES

Tension de sortie réglée : 5 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 3$ V) 0,5 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 1,5 mV



d) COURBES

tie basse impédance par R3. Cette résistance équilibre les impédances de source de l'ampli d'erreur pour minimiser la dérive thermique. Pour réduire le coût au dépens de la stabilité thermique, on peut éliminer R3. Dans ce cas, C1 ne peut plus être utilisé pour la compensation en fréquence, et on prendra C2 qui va à la masse conformément à la figure 2-b.

Pour obtenir des tensions de sortie de 7 à 37 V, on choisit la configuration proposée en figure 2-c. Si on veut filtrer la référence, ce sera avec un CREF monté entre masse et entrée non-inverseuse.

Dans ce cas, la présence de R3 améliore le filtrage et assure la stabilité thermique. Si Rsc est égale à 0, ces montages peuvent délivrer un courant de 150 mA. Pour obtenir une limitation du courant de court-circuit, il faut donner à Rsc une valeur telle que V_{SENSE} apparaisse à ses bornes au courant voulu. Cette tension, entre CL et CS, est donnée en figure 2-d. La limite du courant de sortie obtenu a un coefficient de température de -0,3 % par °C.

Régulateurs positifs à fort courant de sortie

La figure 3-a indique le moyen de dépasser les limites du $\mu A 723$ avec un transistor NPN ballast. Il peut en fait y en avoir plusieurs pour des courants très forts, et à chaque fois on ajoute un V_{BE} au minimum de tension entrée/sortie du $\mu A 723$. R3 est une compensation du courant de fuite. I_{CBO} qui peut être nécessaire avec certains transistors, et soulage un peu la limitation due à l'aire de sécurité du transistor.

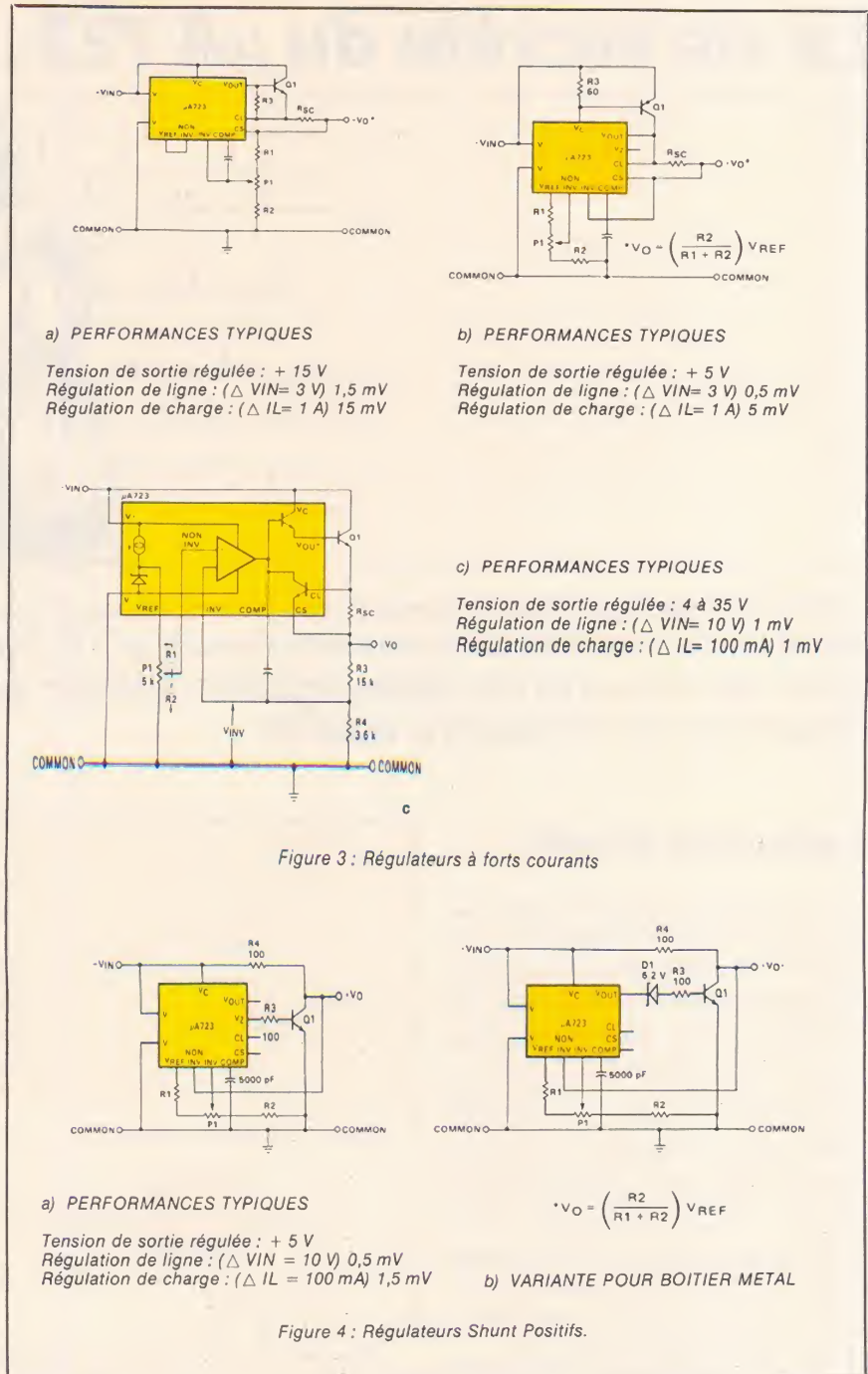
La figure 3-b donne le cas d'un ou plusieurs ballasts PNP. Comme précédemment, on comptera un V_{BE} par transistor en plus des 3 V, et le courant possible (avec R_{SC} = 0) est 150 mA \times B Q1.

Les figures ci-dessus donnent des tensions de 7 à 37 V, puis de 2 à 7 V. La figure 3-c montre un diviseur de tension plus complexe donnant une variation de la sortie de 1 à 10 fois.

La tension stabilisée sera en effet ajustable de 3,7 V à 37 V environ, avec un V_{IN} \leq 40 V.

Régulateur Shunt positif

C'est une utilisation possible du $\mu A 723$ avec un simple transistor Q1.



On doit cependant bien vérifier que la puissance de R4 est compatible avec ce qu'elle devra dissiper, ce qui est une particularité de ce cas. La figure 4 montre en a le schéma avec un circuit $\mu A 723$ Dual in Line, tandis que b montre l'équivalent avec le boîtier métal qui ne contient pas de Zener 6,2 V. On l'ajoute donc.

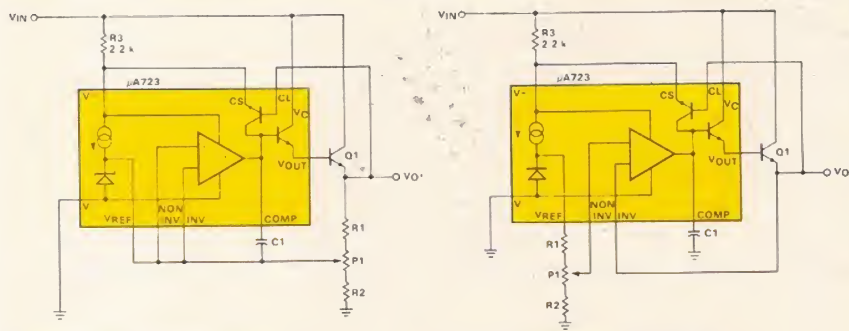
Régulateurs positifs à forte réjection amont

Les figures 5 a et b utilisent le transistor de limitation de courant pour

préréguler l'alimentation V+, augmentant ainsi la réjection de ligne de plus de 100 dB. Entre CL et CS se trouve une diode Zener référencée à la tension de sortie (+ 6,2 V). Dans cette application, R3 doit être calculée pour que le courant entrant par CS ne dépasse pas 5 mA.

Régulateurs positifs à tension amont élevée

Des tensions d'entrée supérieures à 40 V peuvent être tolérées si le $\mu A 723$ est monté comme en figure 6-a.



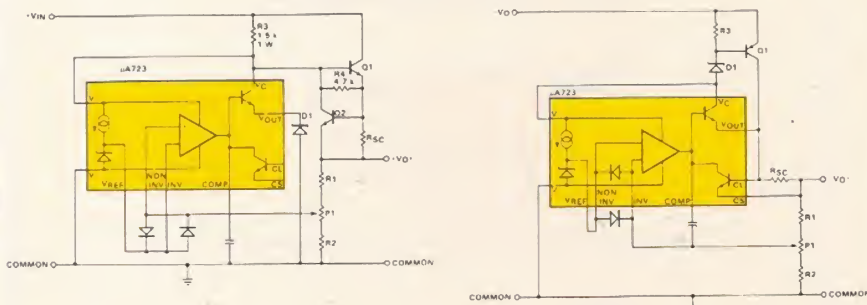
a) PERFORMANCES TYPIQUES

Tension de sortie régulée : + 5 V
Régulation de ligne : 1 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 10 mV

b) PERFORMANCES TYPIQUES

Tension de sortie régulée : + 15 V
Régulation de ligne : 1 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 1 mV

Figure 5 : Régulateurs à haute réjection de ligne.



a) PERFORMANCES TYPIQUES

Tension de sortie régulée : + 30 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 20$ V) 90 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 100$ mA) 8 mV

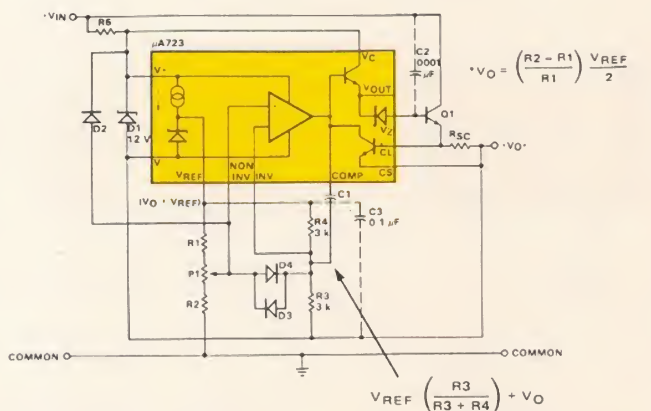
$$V_O = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{REF}$$

c) PERFORMANCES TYPIQUES

Tension de sortie régulée : + 15 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 20$ V) 10 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_O = 100$ mA) 30 mV

$$V_O = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right) V_{REF}$$

Figure 6 : Entrée haute tension.



Tension de sortie régulée : + 50 V
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 20$ V) 1,5 mV
Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50$ mA) 1,0 mV

$$I_L(\min) = (I_{Standby \max} + I_{D1} + \frac{I_{L \max}}{Q_{13 \min}})$$

$$R5_{\max} = \frac{(V_{IN \min} - V_O - V_{D1 \max})}{I_{L \min}}$$

Figure 7 : Régulateur positif flottant.

La tension de sortie doit rester inférieure à 38 V. R3 peut-être remplacée par une source de courant régulée dans les cas où la variation de la tension d'entrée impose une dissipation excessive dans le ballast interne. Le limiteur incorporé ne pouvant être utilisé, c'est Q2 qui s'en occupe ici. La tension d'entrée n'est limitée que par celle de Q1. Si on utilise la version $\mu A 723$, DIL, D1 peut être supprimée et la borne V2 mise à la masse. Dans ce cas V_{REF} doit être divisé par deux avec un pont avant de rejoindre l'entrée inverseuse. On notera le raccord inversé des entrées de l'ampli-op interne.

Si l'on utilise un ballast PNP, une diode Zener adaptée doit être montée comme sur la figure 6-b. Elle doit limiter à 40 V l'alimentation du 723. Par exemple, une diode de 20 V permettra une tension amont (crête) de 60 V. La sortie restera là aussi en-dessous de 38 V. L'ampli-op est relié de façon normale.

Régulateur positif flottant

Le $\mu A 723$ peut être utilisé pour réguler directement des centaines de volts en suivant la configuration montrée en figure 7, dans laquelle une source flottante de puissance pour le régulateur est fournie par D1. Le transistor ballast devient le seul facteur de limitation dans la détermination des tension et courant maximum contrôlables. La sortie V_{REF} fournit tout le courant nécessaire aux résistances des circuits de mesure, et la source ne doit pas dépasser 5 mA. R5 doit être choisie pour fournir un courant de polarisation suffisant à D1, et pour fournir le courant de repos du $\mu A 723$, dans le cas de la plus faible tension D2, D3 et D4 ont un rôle de protection ; des diodes à commutation rapide seront préférées.

Si Q1 est un transistor rapide, il faut peut-être ajouter C2 pour réduire le bruit de sortie. Si $+V_{IN}$ peut être commuté (marche-arrêt), ce qui cause un dV_{IN}/dt très élevé aux bornes du $\mu A 723$, la présence de C3 assurera une polarisation correcte du circuit. En temps normal, le switch marche-arrêt est en amont du redresseur, ce qui évite de monter C3. La limitation basse de la tension de sortie à 2 V du $\mu A 723$ n'a pas cours dans ce circuit, car il est presque possible de descendre à 0 V de sortie.

Régulateurs positifs à faible différence de tension entrée/sortie

Chacun des deux circuits proposés en figure 8 permet une tension entrée/sortie proche du point de saturation du transistor ballast. Comme dans toutes les autres applications, le $V_{IN}(2)$ de la figure 8-b doit être de 9,5 V au minimum. Sur la figure 8-a, la diode Zener D1 de 7,5 V peut-être éliminée avec l'emploi du boîtier DIL en mettant la borne VZ à la masse et en réduisant V_{REF} à 3 V avec un diviseur de tension (4,7 k Ω et 3,3 k Ω) menant à l'entrée non inverseuse du circuit intégré.

Régulateurs positifs à faibles tensions amont

Les deux circuits de la figure 9 présentent une tension $V+$ voisine du minimum requis de + 9,5 V pour réguler une plus faible tension. Dans ces cas où la tension d'entrée moyenne est supérieure au minimum requis (mais les pointes négatives d'ondulation sont en dessous de cette valeur) un détecteur de crête avec diode et condensateur offre une solution (donnée en figure 9-a). La figure 9-b, de son côté, indique une méthode faisant appel à un doubleur de tension pour assurer que, avec le minimum de composants, la tension de polarisation correcte sera appliquée à la borne $V+$.

Régulateurs négatifs à courant de sortie moyen ou fort

La configuration montrée en figure 10-a peut réguler toute tension négative entre - 9,5 V et - 40 V. Comme le $\mu A 723$ est monté entre masse et tension de sortie, la tension d'entrée (amont) maximum possible est limitée par celle du ballast PNP ainsi que ses possibilités de dissipation de puissance (Q1). Son courant de base est fourni par R5 de telle sorte que la différence amont/aval minimum soit contrôlée à la fois par le courant de base nécessaire et par la valeur de R5. Pour réduire ce courant de base, une configuration Darlington peut-être employée qui augmente aussi le courant de sortie. Soit un Darlington complémentaire,

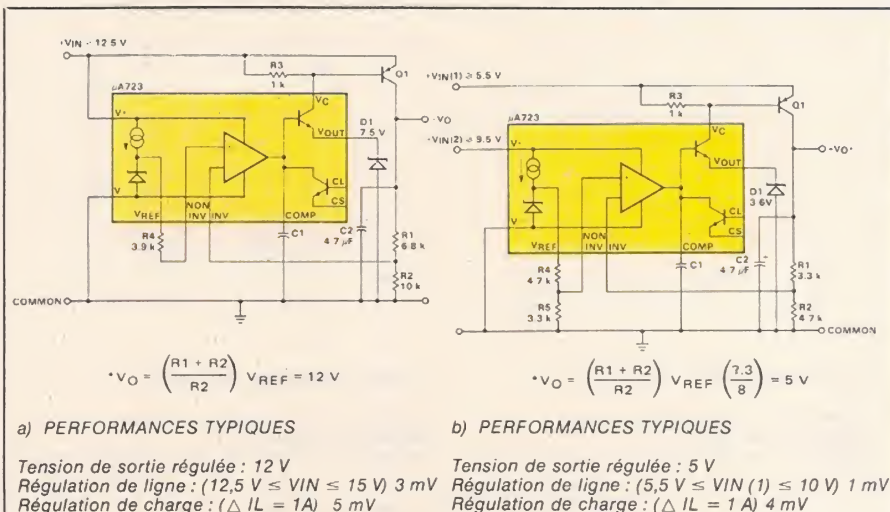


Figure 8 : Entrée-sortie faible différentielle.

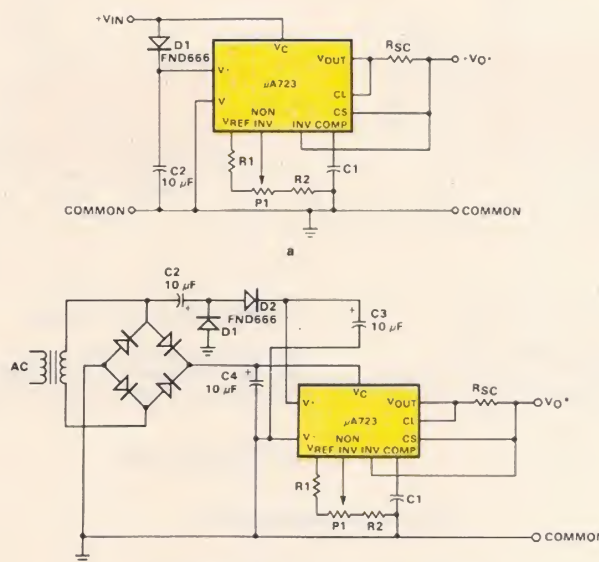


Figure 9 : Tension d'entrée marginale.

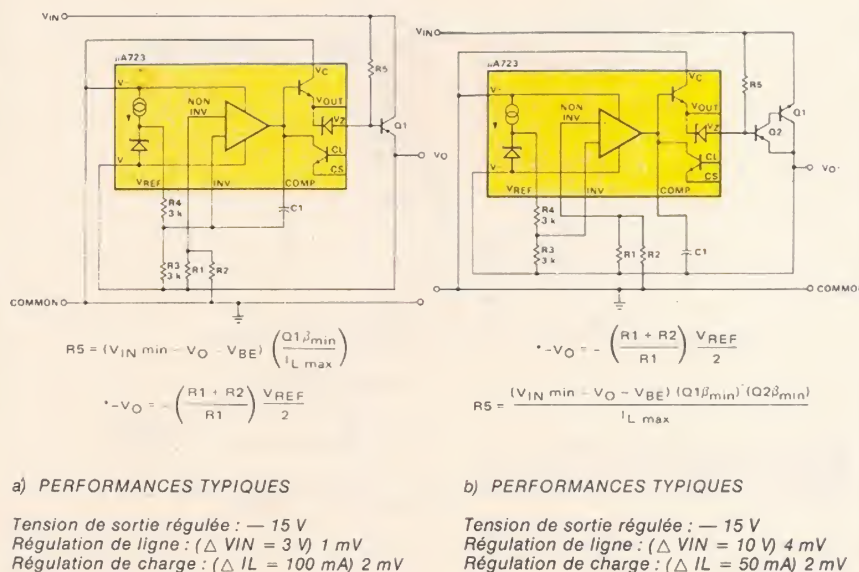


Figure 10 : Régulateur négatif à haut courant de sortie moyen.

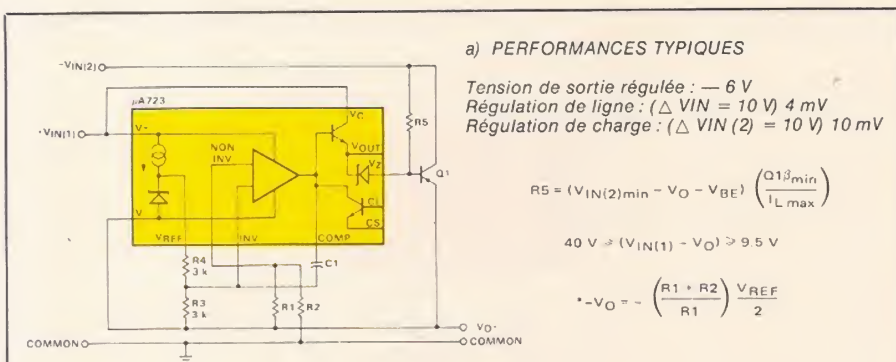


Figure 11 : Régulateur négatif à haut courant de sortie.

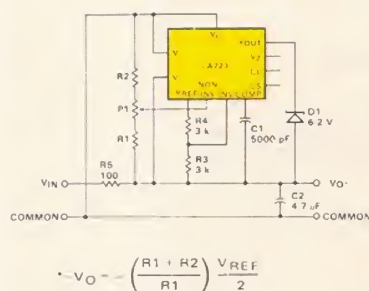


Figure 12 : Régulateur Shunt négatif.

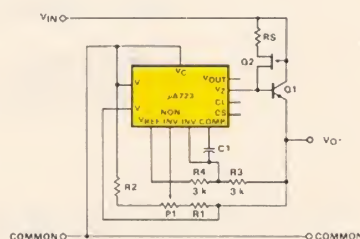


Figure 13 : Régulateur négatif haute réjection de ligne.

a) PERFORMANCES TYPQUES

Tension de sortie réglée : -15 V
 Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 3\text{ V}$) 3 mV
 Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50\text{ mA}$) 5 mV

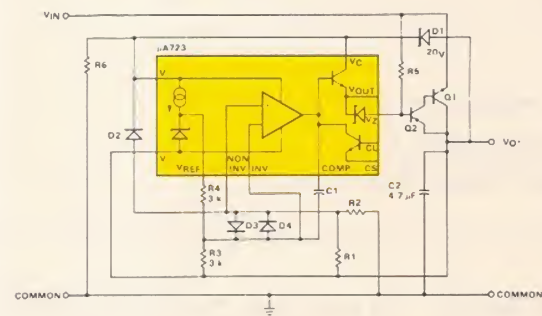


Figure 14 : Régulateur négatif flottant.

a) PERFORMANCES TYPQUES

Tension de sortie réglée : -15 V
 Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} 3\text{ V}$) $< 1\text{ mV}$
 Régulation de charge : ($\Delta I_L = 50\text{ mA}$) 2 mV

a) PERFORMANCES TYPQUES

Tension de sortie réglée : -100 V
 Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 3\text{ V}$) 30 mV
 Régulation de charge : ($\Delta I_L = 1\text{ A}$) 20 mV

comme la figure 10-b le montre, soit une paire de PNP conviennent pour ce cas.

Pour des tensions de sortie dans la gamme -2 V à -9.5 V , cette sortie seule ne suffit pas à polariser le $\mu\text{A}723$ comme en figure 10-a. Cette

condition est satisfaite en figure 11 par une tension positive externe, réglée ou non, appliquée aux bornes $V+$ et V_c . Ceci en respectant la limite de 40 V entre $V+$ et $V-$. Les valeurs maximum pour $-V_{IN(2)}$ et par la différence amont/aval sont déterminées comme pour la figure 10-a.

Dans tous les cas, si la borne V_z n'est pas disponible, alors on montera une diode Zener de 6.2 V en série avec la borne V_{out} .

Régulateur shunt négatif

Pour des courants de sortie faibles ou moyens, le transistor ballast des circuits précédents peut-être éliminé. Une attention particulière sera toutefois accordée à la dissipation de $D1$ et $R5$, ainsi que celle du $\mu\text{A}723$ lui-même. Le courant maximum shunté à la masse par la borne V_{out} est de 150 mA .

La figure 12 est conseillée pour des tensions de sortie dans la gamme -9.5 V à -40 V . En ôtant les bornes $V+$ et V_c de la masse et en les alimentant avec une tension positive de faible valeur comme en figure 11, on obtiendra des tensions de sortie de -2 à -9.5 V . La tension totale entre $V+$ et $V-$ qu'il faudra observer sera de 9.5 V minimum et 40 V maximum. Si le courant maximum de la sortie V_{out} est inférieur à 20 mA dans une application donnée, alors on peut ôter $D1$ et connecter la sortie en V_z au lieu de V_{out} .

Régulateur négatif à forte réjection amont

Dans les régulateurs négatifs équipés d'un transistor ballast, la seule variation vue par le circuit de contrôle lorsque les conditions d'entrée varient, est la variation de courant causée par la résistance fixe entre collecteur et base du ballast.

En remplaçant cette résistance par un transistor FET monté en source de courant comme sur la figure 13, la réjection de ligne est considérablement améliorée, typiquement plus de 100 dB . La gamme de tension de sortie est de -9.5 V à -400 V , pouvant descendre à -2 V avec l'adjonction d'une alimentation positive comme en figure 11. $R5$ (entre grille et source) et $Q2$ doivent être dimensionnés pour fournir un courant de base suffisant à $Q1$ dans les conditions les moins bonnes. Si $R5$ est égale à 0 , un bon choix pour $Q2$ peut être un $2\text{N}5484$, car son I_{DSS} (courant de drain à tension de grille nulle) de 1 à 5 mA fournit un courant suffisant pour $Q1$ dans la plupart des applications.

Régulateur négatif flottant

Lorsque la tension de sortie voulue dépasse le maximum de 40 V que peut supporter le circuit intégré, une diode Zener doit alors limiter la tension, comme indiqué sur la figure 14. Cette tension de Zener doit être entre 9,5 V et 40 V avec une petite différence des performances. Ce circuit est le complément de la figure 7. R6 doit être sélectionné pour fournir un courant de polarisation suffisant à D1 et pour alimenter le μA 723 au repos dans le cas d'une tension d'entrée minimum. On choisira R6 en accord avec les nécessités indiquées en figure 10-b.

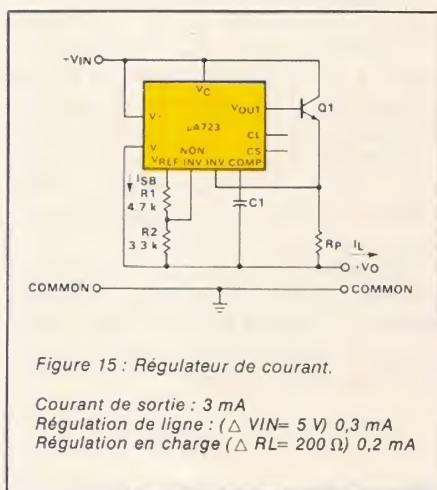


Figure 15 : Régulateur de courant.

Courant de sortie : 3 mA
Régulation de ligne : ($\Delta V_{IN} = 5$ V) 0,3 mA
Régulation en charge ($\Delta R_L = 200 \Omega$) 0,2 mA

Régulateurs de courant

En figure 15, le régulateur force une tension à apparaître aux bornes de RP qui est égale à la tension existant aux bornes de R2. Le courant résultant est ajouté au courant de repos I_{SB} du régulateur, et au courant à travers R2 pour former un courant régulé I_L dans la charge R_L . Du fait de cette addition, la régulation en ligne diminue par des courants de sortie inférieurs à 10 mA.

La tension d'entrée doit être plus grande que $(I_L \times R_L) + 9,5$ V pour assurer une tension suffisante sur le μA 723. Dans la figure 15, la source de courant vient d'une tension positive + V_{IN} . Ce V_{IN} pourrait évidemment être relié à la masse, tandis que R_L retournerait à un potentiel négatif. De la même façon, la borne de sortie peut-être portée à la masse ou à une tension négative, et dans le même temps, la borne V_{IN} absorbera un courant régulé de grandeur I_L . En aucun cas, la tension de V+ à V- ne devra dépasser 40 V.

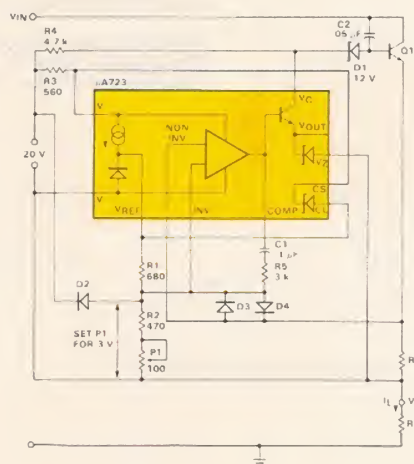


Figure 16 : Régulateur de courant.

Courant de sortie : 10 mA
Régulation de ligne : (% de ΔV_{IN}) < 0,01 %
Régulation en charge : ($\Delta V_O = 10$ V) < 0,05 %

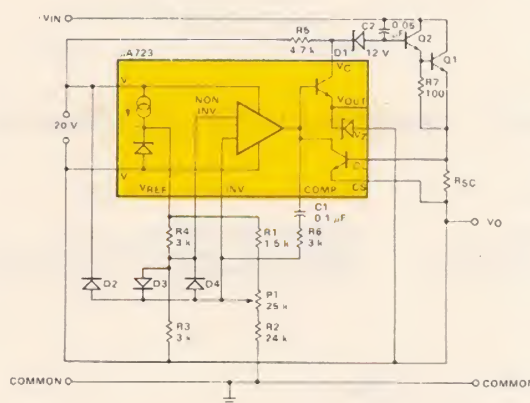


Figure 17 : Régulateur de tension de précision.

Tension de sortie réglée : 0-100 V
Régulation de ligne : (% de ΔV_{IN}) < 0,01 %
Régulation en charge (% de V_O) < 0,005 %.

$$V_O = \left(\frac{R_2 - R_1}{R_1} \right) \frac{V_{REF}}{2}$$

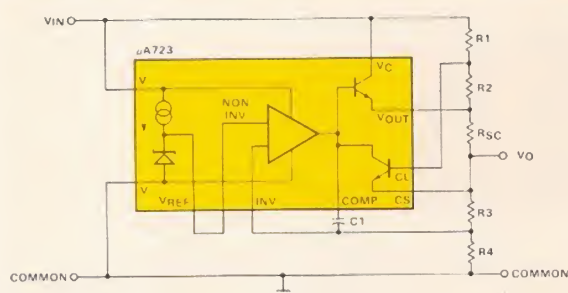
Au cas où l'alimentation devrait dépasser 40 V, ou si la régulation de la figure 15 s'avérerait insuffisante, la configuration montrée en figure 16 peut-être utilisée. C'est une source de courant flottante de précision capable d'une régulation de 0,05 %. Dans ce circuit, une alimentation flottante de 20 V est utilisée pour subvenir aux besoins du μA 723, de telle sorte que les courants de repos et de référence ne s'ajoutent pas au courant de sortie programmé.

Le courant de sortie et la tension admissible sont dépendants des limites propres au transistor ballast Q1. Les diodes D2 à D4 sont des diodes

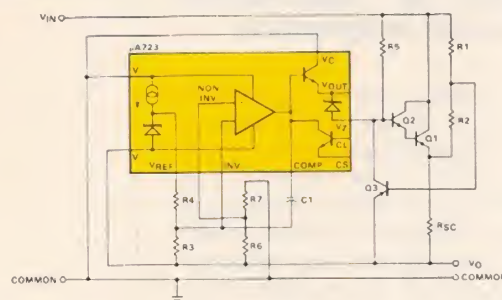
de protection qui doivent être ajoutées toutes les fois que V_{IN} dépasse 40 V.

Régulateur de tension de précision (5.10⁻⁵)

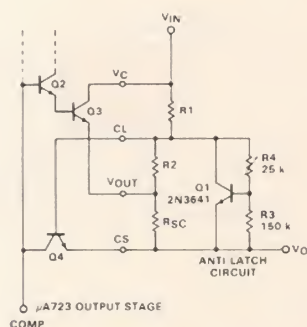
La figure 17 utilise le même principe que le circuit précédant pour obtenir une tension de sortie capable de 0,005 % de régulation aval. La gamme des tensions de sortie va de 0 V à la limite du ballast. Le courant de sortie est également limité à l'IC du ballast. La protection du court-circuit est possible dans ce cas en



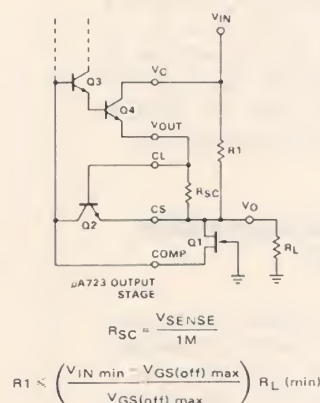
a) Régulateur positif à limitation de courant à retournement.



b) Régulateur négatif à limitation de courant à retournement.



c) Limitation de courant à retournement (modification).



d) Limitation de courant à retournement (par FET).

Figure 18 :

calculant R_{SC} de façon normale. Les diodes de protection D1, D3 et D4 devront figurer si V_{IN} dépasse 40 V. Avec les valeurs indiquées, la sortie va de 0 à 100 V.

Limitation de courant à retournement

La limitation de courant à rabattement (foldback) est une technique de limitation préférentielle, surtout lorsqu'il peut y avoir un problème insoluble de dissipation thermique du ballast. C'est couramment une conséquence des limites transistor/radiateur en condition de court-circuit. Ce peut-être aussi pour les fortes valeurs une question d'aire de sécurité du ballast.

Dans ce qui suit, il est supposé que la tension de sortie stabilisée est disponible jusqu'à un courant de sortie maximum I_M . Le courant de sortie se rabat alors en suivant la décroissance de la résistance de charge jusqu'à une valeur de court-circuit (ISC). Le coude de la caractéristique de limitation de courant sera similaire à celui d'une caractéristique

normale (verticale). La régulation se dégradant fortement à l'approche de I_M , dans un régulateur pratique le courant de sortie utile sera limité à environ 80 % de I_M .

Une solution économique pour bénéficier d'une caractéristique à retournement est montrée sur les figures 18a et b. Cette technique introduit une réaction par l'augmentation du courant à travers R_1 et R_2 en cas de court-circuit. Ceci polarise en direct la jonction base-émetteur du transistor limiteur. La pente finale du retournement dépend des contributions relatives de la chute de tension à travers R_2 et R_{SC} ou courant de base du transistor limiteur. Dans la région active de base au transistor limiteur, on retrouve la pleine capacité de sortie à chaque fois que le court-circuit est enlevé. Dès qu'il n'y a plus d'apport au courant de base dû à la tension aux bornes de R_{SC} , une réaction de 100 % est réalisée, et une remise à zéro est nécessaire pour retrouver les conditions normales après que le court-circuit ait été ôté.

L'addition d'un transistor externe Q1 sur la figure 18-c donne la même

caractéristique que sur la figure 18-a mais permet une extension de la région active de recouvrement. Les problèmes de verrouillage sont dus à la saturation du transistor limiteur. Le circuit anti-blocage agit donc comme un dérivateur du courant de base au-dessus d'une certaine valeur déterminée par le diviseur R_3 - R_4 et le seuil de conduction de Q1. C'est en fait un régulateur de la tension V_{BE} de Q4 (transistor limiteur).

Une autre approche de la limitation à faibles pertes est donnée par la figure 18-d. Ici, en cas de court-circuit, la tension décroît de façon normale, à courant maintenu, jusqu'à ce que cette tension de sortie soit en-dessous de ce qui est nécessaire au blocage du FET. Dès que la tension de sortie atteint celle de pincement du FET (V_p), une boucle à basse impédance se forme sur le circuit de commande des drivers et ballast, ce qui les bloque tous. Le choix du FET est assez critique dans cette application, car V_p devra être au maximum aux 2/3 de V_{OUT} , et au minimum tel qu'il ne fasse pas sortir le final du $\mu A 723$ de son aire de sécurité.

Détection de court-circuit stabilisée en température

Cette modification tire avantage du fait de la répartition thermique dans un circuit intégré. Parce que le transistor final et le limiteur d'un $\mu A 723$ sont sur la même puce et ont donc pratiquement le même coefficient de température base-émetteur dans la figure 19, le transistor limiteur est monté de telle sorte que les coefficients s'annulent. A température ambiante, la source de courant à FET est ajustée par P2 pour qu'il y ait 0 V entre les points A et B. Le schéma est donné pour une sortie de 15 V avec 25 V d'entrée. Sinon le FET doit être remplacé par un modèle supportant une tension plus forte.

Extinction télécommandée d'un régulateur

Elle peut se réaliser en portant vers la masse la borne de compensation en fréquence. La méthode la plus simple à partir d'un régulateur positif non limité en courant est indiquée en figure 20-a.

Si la fonction de limitation de courant est employée, un transistor externe doit être ajouté (Q1 sur la figure 20-b). L'entrée logique indiquée peut-être tout signal positif provenant par exemple de TTL ou C-MOS capable de fournir un peu plus de 100 μA à l'entrée CL (cas précédant) ou à la base de Q1 (cas ci-dessous). Typiquement, R3 peut-être de 3,3 k Ω par un système 5 V TTL, ou bien 10 k Ω pour un système 10 V C-MOS. La diode de protection D1 doit être montée quand la tension de sortie V_{OUT} dépasse 10 V. R4 limite le courant crête à la saturation de Q1.

Pour la commande à distance d'un régulateur négatif, il faut ajouter la section contenue à droite du pointillé de la figure 20-c. En service, un niveau logique 0, V_{IL} (max), maintient Q3 bloqué, éliminant le système de commande. Un niveau logique 1, V_{IH} (MIN), venant d'une porte TTL ou C-MOS sature Q3 avec un courant de base limité par R8.

Protection anti-surtension « crowbar »

La figure 21 montre un $\mu A 723$ utilisé en comparateur verrouillé et pi-

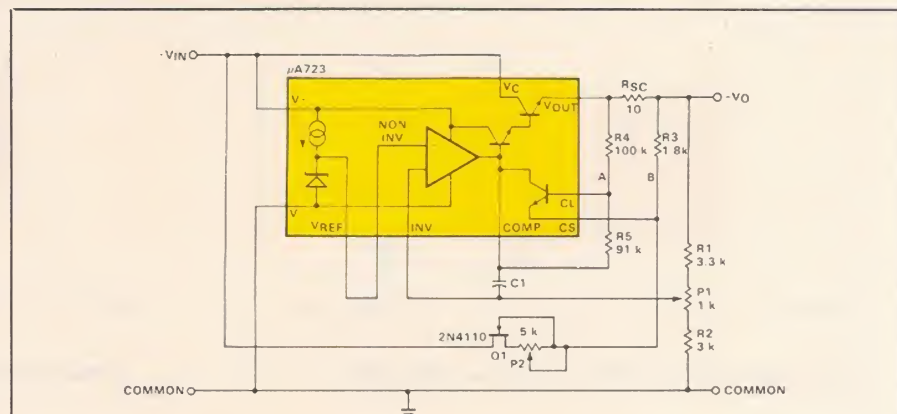


Figure 19 : Détection de court-circuits stabilisé en température.

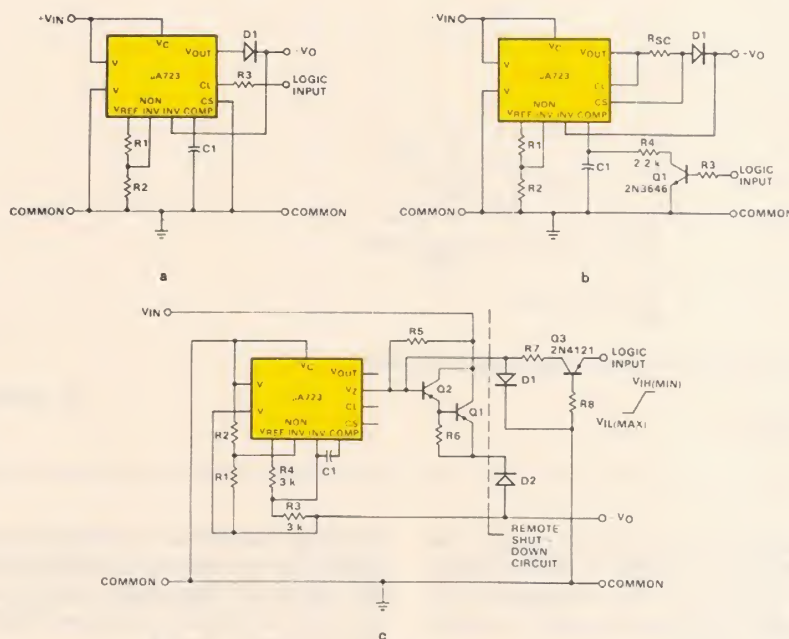


Figure 20 ; Extinction télécommandée d'un régulateur.

lote de thyristor. Il fournit également la référence compensée en température nécessaire à une détection précise de surtension. En service normal, P1 est ajusté pour que la tension au point A soit plus négative que la référence, V_{REF} , typiquement 7,15 V. Ainsi la tension sur R2 va polariser le comparateur (l'ampli d'erreur du $\mu A 723$) pour que sa sortie V_{OUT} soit conduite vers $V-$, et que la Zener interne de 6,2 V soit bloquée. Ainsi, aucun courant de gate ne venant activer le thyristor, il reste bloqué.

Par l'effet de « crowbar », le comparateur change d'état dès que la tension aux bornes de R2 change de polarité, soit dès que la tension au point A devient plus positive que V_{REF} . P1 est réglé pour que ceci se produise au point de surtension désiré (typiquement $V_{OUT} + 10\%$).

Quand le comparateur bascule, V_{OUT} est portée vers $V+$, et le thyristor est amorcé avec un courant de gate limité par R5. Quand V_{OUT} dépasse V_{REF} , la boucle de réaction R4-D1 verrouille le comparateur à l'état actif.

L'amorçage du thyristor conduit le fusible F1 à claquer immédiatement. Entre la surtension et la conduction du thyristor, il s'écoule environ 1 μs ; le cas échéant, cette action peut être ralentie en plaçant un condensateur entre l'entrée inverseuse et la borne de compensation.

Contrôleur de sur et sous tension

La figure 22 donne une idée d'un détecteur de sous-tension sur une ligne d'alimentation positive. La ten-

sion V_{REF} du $\mu A 723$ est utilisée pour créer un seuil de tension de 2 V à travers R_4 . La tension à contrôler, V_M , est atténuée par R_M et R_1 . L'amplificateur d'erreur compare la tension sur R_1 à celle de seuil de R_4 . Quand V_M est à sa valeur nominale, la sortie du $\mu A 723$ est haute, ce que l'on règle à 3,3 V environ en plaçant la borne $COMP$ à la jonction de R_2 et R_3 . Le débit nominal de courant à travers R_6 est de 15 mA.

Si la tension surveillée, V_M , baisse selon un taux prédéterminé, l'ampli d'erreur change d'état, et la tension de sortie VO vient à l'état bas. R_6 peut piloter une charge TTL standard. L'action de commutation positive est assurée par l'hystérésis fourni par R_5 . R_M est ajustée pour que la tension sur R_1 égale celle de seuil (2 V) quand V_M est à son excursion négative souhaitée. Ce circuit donne une indication de surtension sur une alimentation positive en croisant simplement les entrées de l'ampli comme l'indiquent les pointillés.

La figure 23 offre les mêmes possibilités, mais cette fois sur une ligne d'alimentation négative ($-V_M$). Cette tension à contrôler est référencée dans ce nouveau circuit à V_{REF} pour fournir le décalage de niveau vers + 2 V, quelle que soit la tension négative. Les temps de réaction de ces circuits de contrôle sont typiquement inférieurs à $1 \mu s$. Comme précédemment, il suffit de croiser les entrées de l'ampli d'erreur pour réaliser un détecteur de surtension, conformément au pointillé.

D. J.

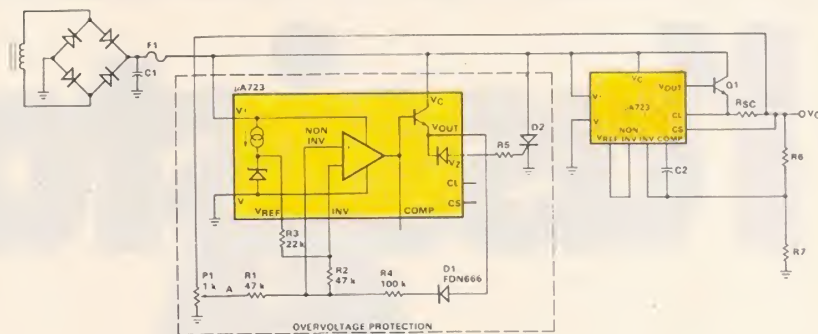


Figure 21 : Protection crowbar (anti-surtension).

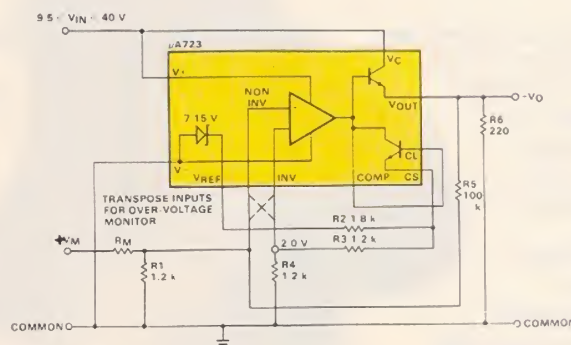


Figure 22 : Détecteur de sous tension sur une ligne positive.

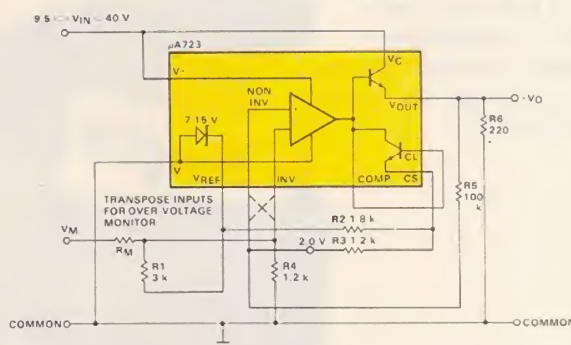


Figure 23 : Détecteur de sous tension sur une ligne négative.

Supplique pour une meilleure distribution des composants

Nous tentons de faire le nécessaire pour que les composants utilisés dans nos articles soient disponibles... mais quelquefois, lorsque nos lecteurs intéressés veulent acheter le matériel, il s'entendent dire : "il n'y en aura pas avant deux mois".

Beaucoup de revendeurs pourtant font des efforts pour nous suivre et approvisionner les éléments de nos réalisations. Mais ces efforts sont quelquefois ruinés par une distribution mal adaptée au niveau des fabricants ou de leurs réseaux de distribution.

Exemple frappant : le TMS 1000/3318 de Texas Instruments (carillon 24 airs programmable de notre numéro de juin), pour lequel nous avons eu l'assurance d'une disponibilité immédiate (juré, craché !) ; nous apprenons à présent que quelques exemplaires seulement ont pu être diffusés. Les autres devront attendre un mois... ou plus !

Ce circuit intégré n'est qu'un exemple parmi d'autres chez différents fabricants. Que faire ?

Nous sommes las de voir nos lecteurs découragés. Messieurs les fabricants, nous vous en supplions, ne considérez plus les amateurs comme la cinquième roue de votre carrosse. Ces 400 000 individus (environ) aimeraient que l'on s'intéresse à eux de temps à autre.

Faites-nous plaisir : regardez le problème de plus près.

La Rédaction

L'assistance

Monter soi-même son système d'alarme, son ordinateur complet, son matériel de radio-amateur, sa chaîne Hi-Fi...

Complexe ?
Peut-être.
Mais HEATHKIT vous aide !

Dès l'arrivée du colis, tout est clair : pièces au grand complet, bien classées sous un étiquetage précis. Et avec les pièces, toute une documentation facile à comprendre – et qui ne laisse rien dans le flou : manuels de montage "pas à pas", plans très explicatifs.

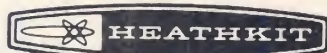
Vous avez quand même un problème ?
Rendez-vous dans un centre Heathkit-Assistance...
ou simplement au téléphone. L'un de nos ingénieurs vous donnera ses conseils personnels.

Le succès. Seul Heathkit garantit votre réussite. Si votre montage "résiste" un peu trop, nous le mettrons au point nous-mêmes. C'est l'Assurance-Succès !

Le choix. Un catalogue Heathkit, "c'est autre chose". Tous les 3 mois, 150 appareils différents sur 60 pages pleines de couleurs – et uniquement des produits de qualité professionnelle. Vous n'avez pas encore le catalogue de ce trimestre ? Demandez-le vite !



il y a KIT



CENTRES HEATHKIT ASSISTANCE :
Paris 75006 : 84 bd St-Michel
Tél. : (1) 326.18.91.
Lyon 69003 : 204 rue Vendôme
Tél. : (7) 862.03.13.
Aix-en-Provence : 26 rue Georges Claude -
13290 Les Milles - Tél. : (42) 26.71.33.
Lille 59800 : 48 rue de la Vignette
(Place Jacquart). Tél. : (20) 57.69.61

VIENT DE PARAÎTRE
LE CATALOGUE
HEATHKIT
printemps-été 81

& HEATHKIT®



ADRESSER CE BON :

Pour la France, à : HEATHKIT, 47, rue de la Colonie - 75013 Paris.
Pour la Belgique, à : HEATHKIT, 737/B7 chaussée d'Alsemberg - 1180 Bruxelles.

Je désire recevoir votre catalogue printemps-été 81.
Je joins 2 timbres à 1,40 F pour participation aux frais.

Nom _____

N° _____ Rue _____

Code Postal _____ Ville _____

Quelques applications des photodiodes et des phototransistors

Les photodiodes, et les phototransistors, sont devenus des composants peu coûteux, et largement diffusés. On les exploite donc de plus en plus dans des circuits électroniques aux applications très diverses. Ci-dessous, et après avoir brièvement rappelé le mécanisme de la photoconduction, nous proposons quelques exemples de montages.

L'effet photoélectrique dans une jonction PN.

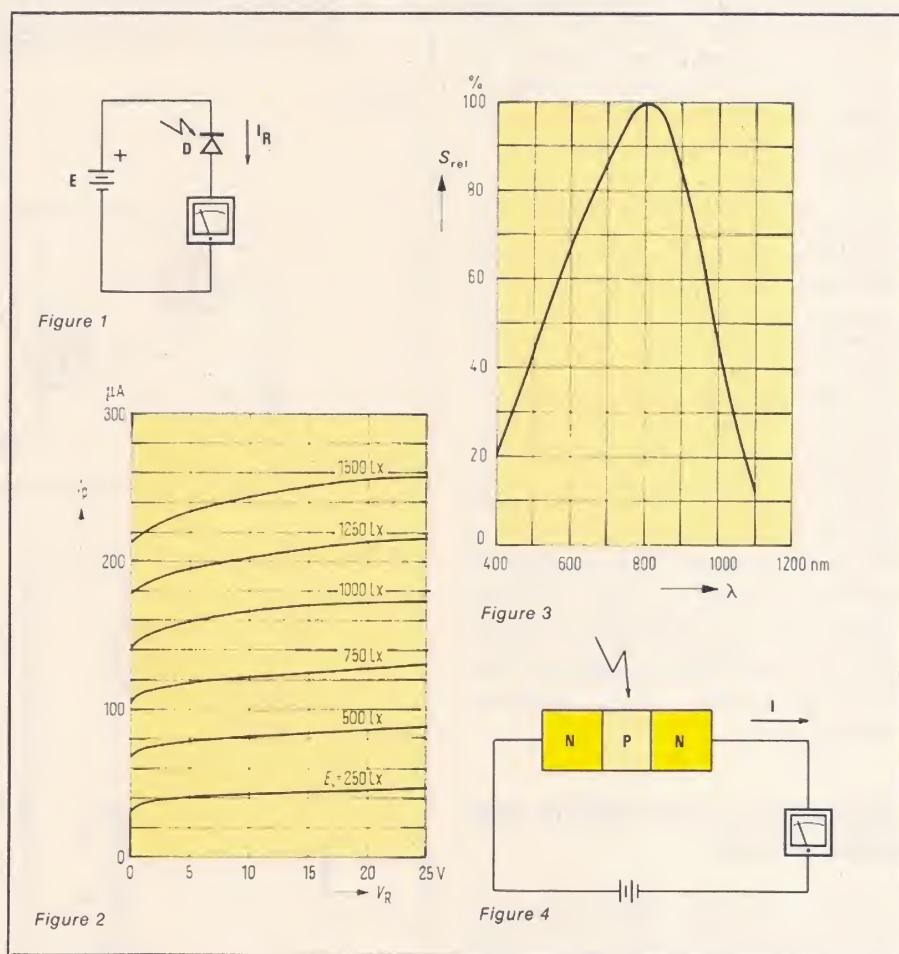
La lumière, on le sait, peut-être considérée sous deux aspects physiques complémentaires : l'aspect ondulatoire, ou l'aspect corpusculaire. Dans ce dernier cas, elle se compose de « photons », particules qui n'auraient aucune masse au repos, mais qui se déplacent à 300 000 km/s. Chaque photon transporte une énergie qui dépend de la longueur d'onde du rayonnement lumineux associé. Cette énergie W a pour expression :

$$W = h \nu$$

où ν est la fréquence du rayonnement, et h , la constante de Planck.

Lorsqu'un photon pénètre dans la jonction PN d'une diode semi-conductrice, il peut, en transférant son énergie à un électron, arracher celui-ci au réseau cristallin, entraînant ainsi la création d'une paire électron-trou. Il en résulte une augmentation du nombre des trous dans la région N, et de celui des électrons dans la région P, donc de la concentration en porteurs minoritaires de chacune de ces régions.

Connectons alors la diode en inverse sur une source de tension E , comme le montre la figure 1. L'intensité du courant inverse, très faible dans l'obscurité, augmente en présence de lumière. À titre d'exemple, la figure 2 montre les caractéristiques de la photodiode au silicium BPY 12, de Siemens. Pour un éclairement donné, le courant inverse, évidemment, dépend légèrement de la tension inverse appliquée entre anode et cathode. Par contre, pour une tension donnée, ce même courant est



une fonction quasi linéaire de l'éclairement.

À tension inverse donnée, on peut définir la sensibilité S d'une photodiode, comme le rapport du courant inverse I_R à l'éclairement E sur la jonction :

$$S = \frac{I_R}{E}$$

le plus souvent, l'ordre de grandeur est voisin de quelques centaines de nanoampères par lux.

Mais cette sensibilité dépend de la longueur d'onde. Les constructeurs donnent la courbe de réponse relative, dont la figure 3 fournit un exemple.

De la photodiode au phototransistor

D'une simple diode PN, il est possible de passer à la structure dite « double diode », comme l'indique la figure 4. On a alors une

succession de trois zones N, P, et N, et il s'agit d'un transistor dont, simplement, la base n'est pas sortie. Quand on illumine la zone centrale P, la création de paires électron-trou se ramène à l'injection d'un courant de base I_b , qui est amplifié par l'effet transistor du dispositif. En sortie, on recueille alors une intensité nettement plus élevée (environ 100 fois) que dans une simple diode.

Il est possible, enfin, de prévoir une connexion permettant l'accès à la base, dans le dispositif de la figure 4, qui devient ainsi un véritable transistor. Notons d'ailleurs que tous les transistors deviennent des phototransistors, dès qu'on ouvre le boîtier opaque qui protège la puce semiconductrice. L'expérience prouve, par exemple, qu'on obtient d'excellents résultats à partir de BC 109.

Un type de phototransistor extrêmement répandu, et que les amateurs peuvent se procurer sans difficulté, est le BPX 25 de RTC. Nous en donnons, en figure 5, les caractéristiques I_{CE0} (donc relevées avec la base en l'air) en fonction de V_{CE} , pour différentes valeurs de l'éclairement, à une température de couleur de 2 700 °K. L'hyperbole de dissipation maximale correspond à une puissance de 300 mW, maximum tolérable à 25 °C. La tension V_{CE0} maximale atteint 32 volts, et le courant maximal de collecteur est de 50 mA. La figure 6, enfin, donne les variations de la sensibilité relative, en fonction de la longueur d'onde.

Application à la mesure des éclaircissements

C'est une des applications les plus immédiates des photodiodes et des phototransistors, puisqu'elle exploite directement la conversion lumière-courant dans ces dispositifs.

À cause de leur grande sensibilité, il peut-être tentant de recourir aux phototransistors. Un montage possible est indiqué dans la figure 7, où le phototransistor T_1 (BPX 25 par exemple), est couplé en Darlington avec T_2 (BC 109). La résistance de base R_1 vise à diminuer le courant d'obscurité (courant de fuite de I_1), tandis que R_2 , et l'ajustable AJ , servent à l'étalonnage du système.

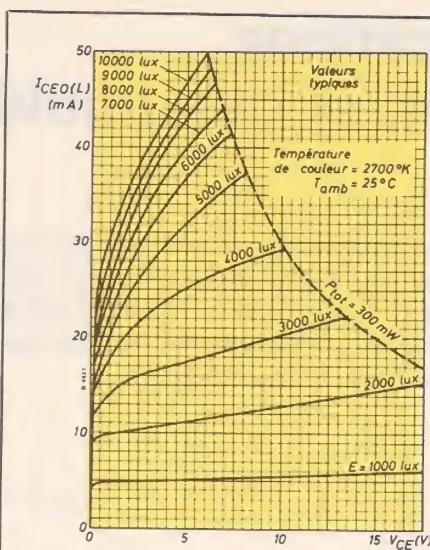


Figure 5

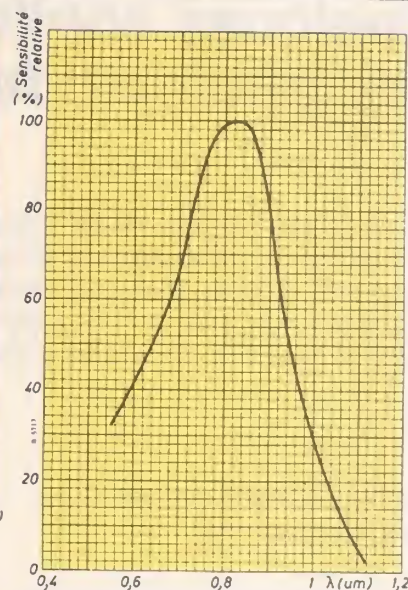


Figure 6

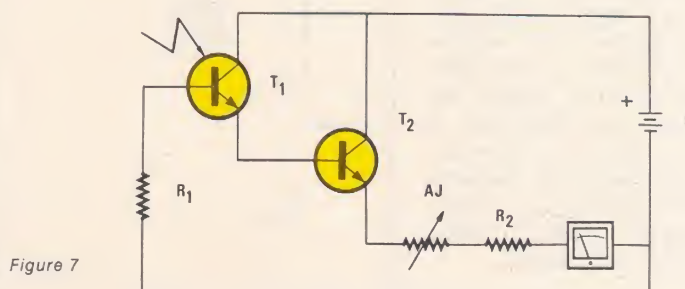


Figure 7

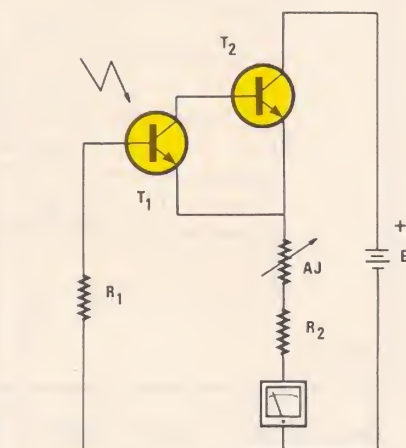


Figure 8

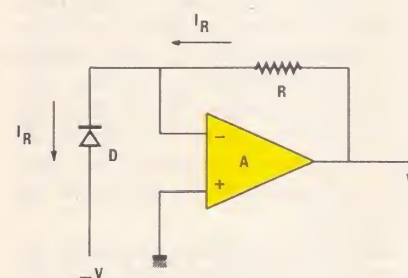


Figure 9

On peut, aussi, concevoir un couplage de deux transistors complémentaires, en utilisant un PNP pour T_2 (2N 2907 par exemple). La figure 8 en montre un exemple.

L'inconvénient principal des phototransistors, réside dans la non linéarité de la relation courant de collecteur/éclairage (cette non linéarité se manifeste dans la répar-

tition des caractéristiques de la figure 5). C'est pourquoi, souvent, on préfère partir d'une photodiode, associée à un amplificateur à grand gain.

Dans ce domaine, évidemment, les amplificateurs opérationnels en circuit intégré font merveille, comme l'indique le montage très simple de la figure 9. Dans la me-

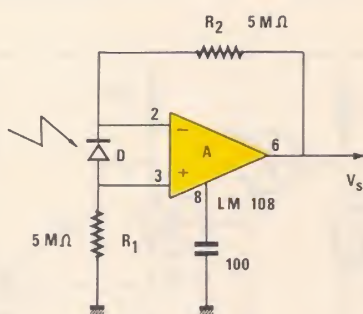


Figure 10

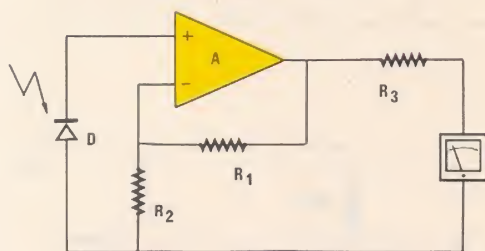


Figure 11

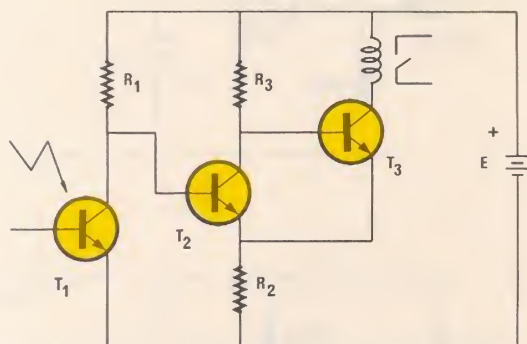


Figure 12

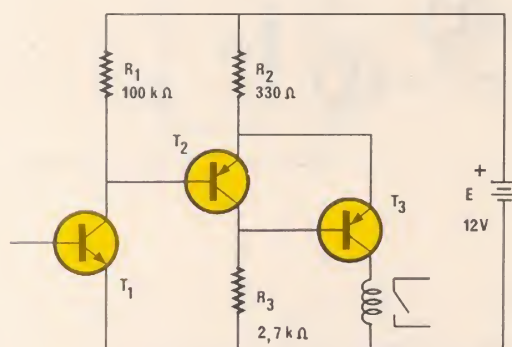


Figure 13

sure où on peut négliger le courant consommé par l'entrée inverseuse de l'amplificateur, l'intensité inverse circulant dans la photodiode, IR , égale celle qui traverse la résistance R . La tension de sortie, V_S , a donc pour valeur :

$$V_S = IR \cdot R$$

et elle est directement proportionnelle à l'éclairement.

Une autre solution consiste à utiliser la photodiode en générateur de tension (photopile), comme à la figure 10, où elle est associée à un amplificateur opérationnel de type LM 108 (National Semiconductor). La tension très faible entre anode et cathode, supprime le courant

d'obscurité, ce qui garantit une grande linéarité aux éclaircissements très faibles. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, on dispose d'une tension de sortie de 10 volts par microampère de courant inverse.

Pour en finir avec cette catégorie d'applications, nous donnons, à la figure 11, le schéma d'un luxmètre à réponse logarithmique, qui peut se révéler très utile pour les applications photographiques. La tension de sortie de la diode travaillant en photopile, varie comme le logarithme de l'éclairement reçu. Le gain en tension, fixé par les résistances R_1 et R_2 , a pour valeur :

$$G = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

On peut donc le régler en prévoyant une résistance ajustable, et même disposer de plusieurs gammes en commutant R_2 .

Commande d'un relais par un phototransistor

Au contraire des applications précédentes, il s'agit maintenant d'un fonctionnement en tout ou rien, la lumière déclenchant la fermeture d'un relais dès que l'éclairement dépasse un seuil qui dépend des caractéristiques du montage.

Dans la figure 12, le transistor T_1 conduit lorsqu'il est éclairé. Dès que la chute de tension devient suffisante aux bornes de R_1 , le bistable formé par T_2 et T_3 bascule, T_2 passant de la saturation au blocage, tandis que T_3 conduit, et excite la bobine du relais. Si l'ensemble est, comme nous le proposons, alimenté sous 12 volts, on choisira un relais dont la bobine offre une résistance d'environ 1 kΩ.

On peut souhaiter le fonctionnement inverse, avec un relais ouvert quand le phototransistor reçoit de la lumière, et fermé dans l'obscurité : un tel dispositif s'emploie souvent pour les alarmes à rupture de faisceau lumineux. A cet effet, on retiendra le montage de la figure 13, où le bistable, construit autour de transistors PNP, fonctionne à l'envers du précédent. Là encore, un relais dont la bobine offre une résistance de 1 kΩ conviendra très bien.

La détection des très faibles niveaux lumineux

Toujours dans le domaine du fonctionnement en tout ou rien, la détection des très faibles niveaux suppose un certain nombre de précautions. Il convient à la fois de minimiser le courant d'obscurité, et, toujours dans l'obscurité, de placer le phototransistor juste au seuil de la conduction.

Ces critères sont satisfaits dans le montage de la **figure 14**, que propose la RTC (note d'applications INA 106, consacrée à l'utilisation du phototransistor BPX 25). Le courant d'obscurité est rendu très faible grâce à la forte résistance de base du BPX 25. D'autre part, le seuil de conduction est réglable par la résistance ajustable AJ de 25 k Ω . Le choix d'une très grande résistance dans le collecteur du phototransistor, oblige à interposer, avant le trigger de Schmitt formé par les transistors T3 et T4, un étage en collecteur commun (T2). La tension sur le collecteur de T4, égale à 24 volts dans l'obscurité, tombe à 4 volts environ, pour un éclaircissement de seulement 10 lux.

Commande d'un thyristor

La commande d'un relais, sauf à employer des modèles spéciaux de type bistable, ne permet pas le verrouillage du circuit de sortie, après une action de durée limitée. Or, ce verrouillage peut se révéler souhaitable, par exemple dans un dispositif d'alarme.

Le recours à un thyristor apporte, à ce problème, une solution élégante, et de faible coût. Les montages des **figures 15** et **16**, que nous extrayons toujours de la note d'applications RTC déjà citée, en administrant la preuve.

Dans la **figure 15**, le thyristor, bloqué dans l'obscurité, devient conducteur si un éclaircissement suffisant est appliqué au phototransistor. En effet, le transistor T2 devient alors conducteur, et son émetteur fournit le courant de gâchette. Notons qu'une fois le thyristor déclenché, l'alimentation de la charge ne peut être interrompue que si on supprime l'alimentation générale, après avoir remis T1 dans l'obscurité.

Le fonctionnement se trouve in-

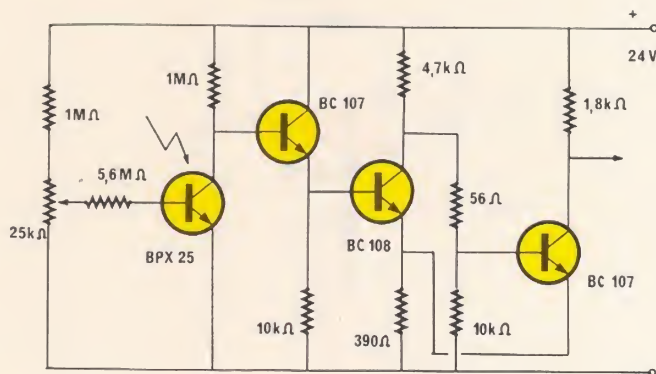


Figure 14

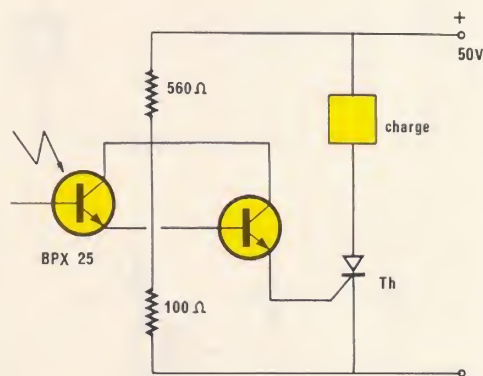


Figure 15

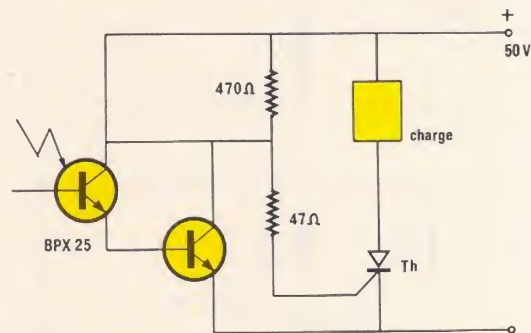


Figure 16

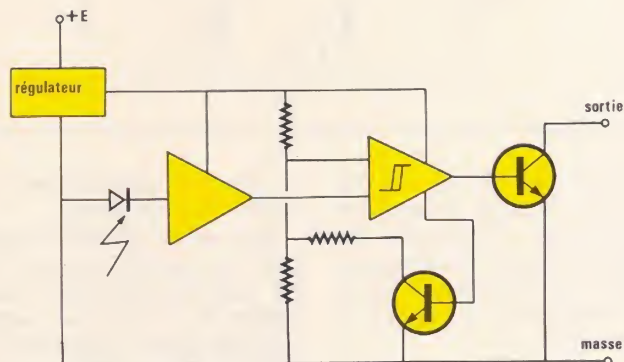


Figure 17

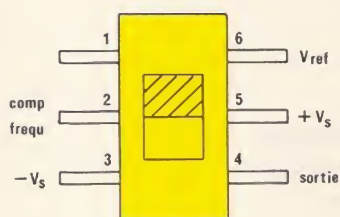


Figure 18

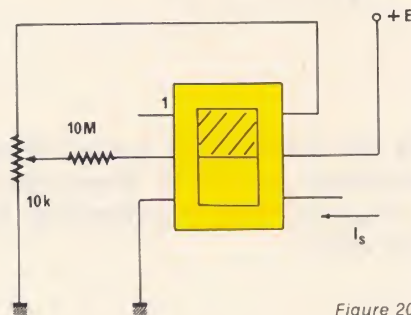


Figure 20

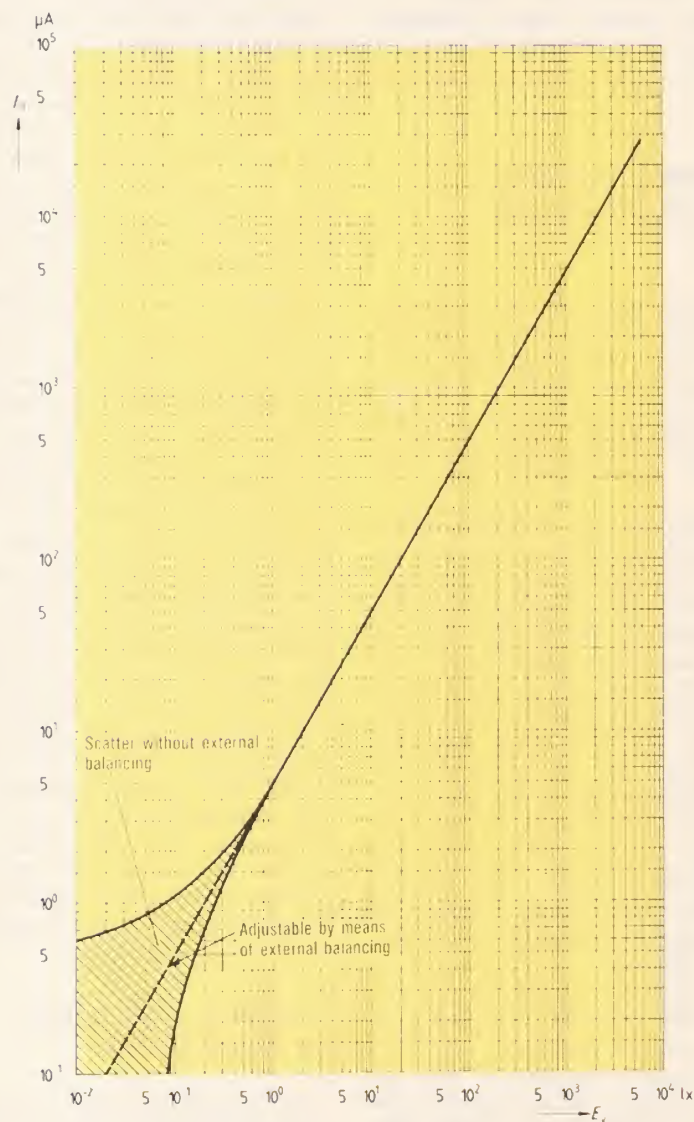


Figure 19

versé dans le cas de la figure 16 : le thyristor, normalement bloqué lorsque T1 reçoit de la lumière, se déclenche dans l'obscurité. Là en-

core, pour déconnecter la charge, il faut supprimer l'alimentation, après avoir remis le phototransistor à la lumière.

De la photodiode au circuit intégré

L'intérêt des dispositifs opto électroniques, a conduit certains fabricants de circuits intégrés, à développer des ensembles renfermant une photodiode, des amplificateurs et éventuellement des détecteurs de seuil, le tout sur la même puce.

L'un de ces circuits est fabriqué par SPRAGUE (Etats-Unis), dont l'importateur français est GEDIS. Des problèmes de rupture de stock font que ce circuit n'est pas actuellement disponible dans le réseau des distributeurs de la marque, mais il ne s'agit là que d'une lacune passagère.

Réduite à sa plus simple expression, la structure interne du ULX-3330 Y, interrupteur électronique à rupture brusque, répond au synoptique de la figure 17. L'ensemble s'alimente sous une tension qui peut varier de 4 à 10 volts, et comporte un régulateur interne. La photodiode commande un amplificateur opérationnel, dont la sortie attaque, à son tour, un trigger de Schmitt. Grâce au transistor monté derrière ce trigger (sortie à collecteur ouvert), le courant commandé peut atteindre une intensité de 50 mA. Les temps de montée et de descente ne dépassent pas 200 ns, pour une alimentation sous 6 volts.

Un autre circuit intégré optoélectronique, est proposé par Siemens, sous la référence TFA 1001 W. Nous ne disposons pas, malheureusement, de son schéma interne. Le TFA 1001 W renferme une photodiode, associée à un amplificateur à grand gain : il est utilisable pour les applications linéaires : photomètres, dispositifs de contrôle d'exposition pour appareils automatiques ou semi-automatiques, etc.

Extérieurement, le TFA 1001 W se présente sous de très faibles dimensions (environ 4 mm de côté), en boîtier plat, avec six bornes (voir figure 18). Il peut-être, selon le mode de branchement, utilisé sous des tensions d'alimentation allant de 1,2 volts à 15 volts. Une entrée spéciale permet, à l'aide d'une résistance ajustable, de compenser la dispersion des courants de sortie aux très faibles éclaircissements, dont l'existence apparaît sur la courbe de sensibilité de la figure 19. Pour obtenir un tel résultat, il convient de réaliser le branchement de la figure 20.

R. RATEAU

Les émetteurs-récepteurs CB à PLL

L'explosion démographique de la CB a bénéficié d'une technologie nouvelle : le PLL ou boucle à verrouillage de phase. Essayons de voir l'évolution de cette technique, qui nous permettra d'élaborer des accessoires intéressants tels les scanners.

Première génération : composants discrets

Les premiers TX équipés de PLL disposaient d'un bloc complexe comprenant des circuits intégrés TTL : diviseurs programmables et comparateur de phase. Ce bloc imposant avait un inconvénient majeur : la dissipation importante en courant, donc de chaleur. Ce système a vite été remplacé par des circuits C-MOS dès leur mise à disposition. Dès lors, nous avons vu des PLL ne comportant plus que deux circuits intégrés pour la synthèse de fréquence soit le comparateur de phase et un circuit d'extension de division programmable. Il est à noter que la référence, obtenue après division par 1024 de la fréquence de l'oscillateur de 10,24 MHz a été standardisée dès les balbutiements du PLL, et se retrouve toujours sur les TX les plus récents. Les premiers appareils disponibles sur le marché français étaient du style Pace 8030, avec un PLL composite élaboré autour du MC 14526 B en diviseur programmable, en appoint au MC 14568B le comparateur de phase, comprenant aussi l'autre élément de diviseur programmable nécessaire à la synthèse de fréquence. La programmation s'effectuant sur 6 bits, ces appareils pouvaient obtenir un apport de 16 canaux supérieurs, par simple invalidation du bit de poids majeur. Ces canaux se trouvaient répartis du canal 12 compris au canal 27, avec, pour bande de fréquence ajoutée de 27,425 MHz au 27,595 MHz. Il est à remarquer que, dans la gamme normale, il existe des trous de 20 kHz sur les cinq premiers pas de division qui auraient dû produire les canaux se terminant par 45 et 95 kHz. La programmation à 6 bits permet d'ob-

tenir sur ces PLL à codage binaire PUR 63 canaux si les sélecteurs de canaux avaient dès l'origine un comptage continu. Par la présence des trous correspondant aux canaux bis, nous n'obtenons que 56 canaux.

Deuxième génération : les PLL mono-circuit intégrés

De nouveaux circuits comprenant d'abord les diviseurs de référence et de programmation et le comparateur de phase, puis les chips comprenant même l'oscillateur 10,240 MHz, sont apparus avec les perfectionnements des C-MOS.

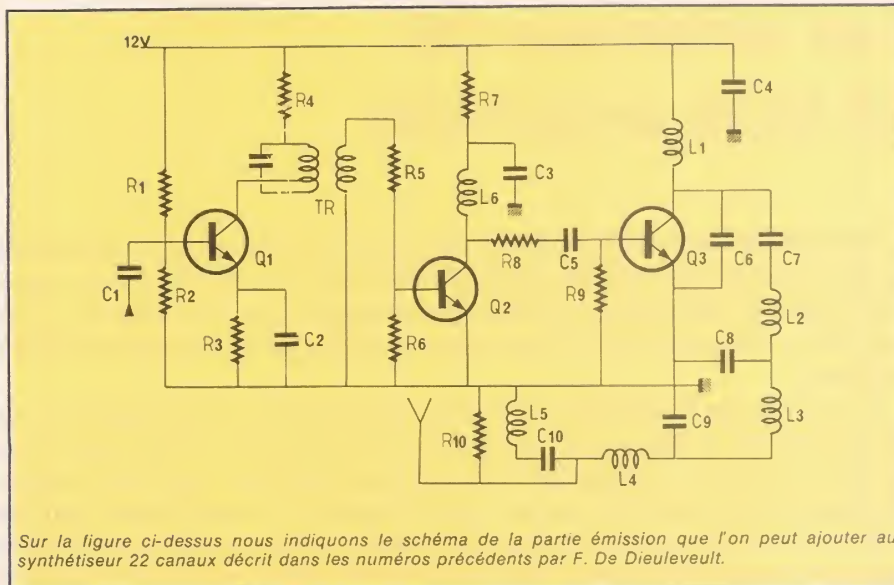
Les appareils modernes utilisent deux procédés d'adressage des diviseurs programmables : le comptage binaire et le comptage BCD. Les premiers modèles comprenaient des PLL spécialisés, aux possibilités d'extension restreintes, mais tous en codage binaire. C'est le cas du PLL CCI 3001, que l'on trouve dans les premiers 40 canaux AM-SSB tels le TS 340 sommerkamp et dérivés. Dérivés, parce que la coutume voulait déjà qu'un circuit imprimé élaboré pour un modèle bien défini, donne des performances identiques dans des boîtiers différents. Ce n'est pas un mystère que de nombreuses marques de CB utilisent la même platine de circuit imprimé. Le PLL sus-mentionné possède 6 bits de programmation, et une patte que l'on peut utiliser pour obtenir les canaux supérieurs, mais, malheureusement décalés, libérant des canaux terminant en 0, compris entre 27,420 et 27,860 MHz. Ces produits ont été les premiers à subir l'adjonction d'une plaquette à quartz pour l'extension à 80 ca-

naux. Rappelons au passage que tous les appareils que nous avons connus préalablement étaient destinés aux USA, où la norme FCC permet l'emploi de 40 canaux. Tous les produits postérieurs sont des appareils modifiés en vue de la vente en Europe. Le CCI 3001 est un circuit intégré dont l'intégralité du programme est utilisée. Il n'en est pas de même des TX plus récents qui utilisent des PLL plus performants comprenant sur le même chip le circuit oscillateur de référence, qui ne nécessite qu'un quartz extérieur de 10,240 MHz. Ces circuits n'utilisent qu'une partie seulement de leur diviseur programmable, soit 6 bits, sur 8 ou 9 prévus d'origine. Le codage utilisé est généralement binaire et permet des extensions de canaux spectaculaires, tant en gammes de fréquences inférieures que supérieures aux 40 canaux utilisés. Citons pour mémoire les PLL 02, les MB 8719, les MC 145106, les LC 7120, bien connus sur les TX AM-SSB. Il n'est pas rare de pouvoir, selon les tolérances du VCO, avec un PLL 02, couvrir de 26,325 à 28,305 MHz sans adjonction d'aucun composant, ce qui permet d'élaborer des dispositifs de balayage de fréquences destinés à l'écoute d'une large bande, voire l'écoute du début de la bande radioamateurs des 10 m.

Troisième génération : les PLL bloqués.

De nombreux abus ayant été constatés quant à l'emploi des TX modifiés par intervention sur le PLL, une nouvelle espèce de circuit est apparue : ceux qui ne permettent pas l'adjonction de canaux. La parade est simple : les PLL déjà classiques donnaient accès au diviseur programmable di-

rectement, il suffisait donc d'y adjoindre un circuit sélectif. Ce circuit additionnel est une mémoire ROM (Read Only Memory) programmée sur 40 canaux, puis avec l'éventualité d'une norme 22 canaux FM, en 22 canaux seulement. Avec ces derniers types, la modification simple consistant sur l'intervention de l'adressage du PLL est impossible. Le cas type est le LC 7130, présent sur de très nombreux TX 40 canaux AM. Ces produits ont été modifiés en 80 canaux par l'adjonction de plaquettes avec oscillateur à quartz, qui permettent d'agir au niveau des étages mélangeurs d'émission et de réception. L'évolution des normes nouvelles a imposé de nouvelles contraintes techniques aux constructeurs. Les 22 canaux FM disposent des derniers raffinements techniques : PLL 08 - LC 7135 et TC 9111, tous à ROM, donc assurant une couverture des seuls canaux permis, de façon irréversible. Le passage de la norme 22 canaux en 40, si une nouvelle légalisation intervient, nécessite un sélecteur à 40 canaux (codé pour le PLL et l'affichage digital) et un PLL différent : le PLL 03, le LC 7130 et le TC 9109 P respectivement aux modèles à 22



Sur la figure ci-dessus nous indiquons le schéma de la partie émission que l'on peut ajouter au synthétiseur 22 canaux décrit dans les numéros précédents par F. De Dieuleveult.

canaux mentionnés sur les modèles homologués en France ces derniers mois.

La présentation des PLL étant faite, nous allons par la suite, aborder des réalisations telles les scanners qui permettent l'exploration de la bande, des montages permettant la sélection depuis le micro, des mises en mémoire de canaux, et, dans certains cas de PLL, la construction de fréquence-

mètres utilisant une sortie inutilisée du PLL comme base de temps à quartz. Les nouveaux cibistes étant davantage intéressés par la technique, nous nous attacherons à développer des réalisations axées sur des composants courants, dont l'approvisionnement est assuré en permanence, afin de faciliter au maximum la construction.

B. B.

Nomenclature

d'un PA adaptable du synthétiseur décrit dans les n° 402 et 403.

Résistances

R1 : 3,9 kΩ
R2 : 2,7 kΩ
R3 : 47 Ω
R4 : 220 Ω
R5 : 10 Ω
R6 : 47 Ω
R7 : 47 Ω
R8 : 1 Ω
R9 : 22 Ω
R10 : 330 Ω

Condensateurs

C1 : 10 nF
C2 : 4,7 nF
C3 : 39 nF
C4 : 39 nF
C5 : 250 pF
C6 : 56 pF
C7 : 4,7 nF
C8 : 330 pF
C9 : 330 pF
C10 : 68 pF

Transistors

Q1 : 2N 708
ou 2SC 941
Q2 : 2N 697
ou 2SC 495
Q3 : 2N 3053
ou 2SC 1306

Réalisation des selfs

L1 : choc, 16 spires en fil 5/10 mm sur Ø 5 mm.
L2 : 3 spires fil 8/10 mm sur mandrin de 8 mm à noyau.
L3 : 8 spires fil 8/10 mm Ø 8 mm sur air, jointives.
L4 : 9 spires fil 8/10 mm Ø 8 mm sur air, jointives.
L5 : 2 spires fil 8/10 mm sur mandrin 8 mm à noyau.
L6 : 4 spires fil 8/10 mm sur mandrin 8 mm à noyau.

acoustical



PROGRAMME DE DISTRIBUTION

TOKO
distributeur officiel

bobinages hf, selfs,
filtres céramiques et mécaniques
buzzers piézoélectriques

AMIDON
MICROMETALS INC.

tores en poudre de fer

AUGAT INC

supports pour circuits intégrés
à souder et à wrapper
câbles plats, accessoires

ALCO®
ELECTRONIC PRODUCTS INC.

interrupteurs miniatures
et subminiatures



touches pour clavier MM 9-2



connecteurs d'interface

particuliers : liste des points de vente sur demande
(joindre enveloppe timbrée)

revendeurs et industrie : tarif et conditions sur demande justifiée

acoustical composants

bp 12 59181 STEENWERCK (28) 48.21.14 tx 110.672 chacom acoust

Les antennes CB et leurs propriétés

Il suffit de faire la tournée de quelques revendeurs ou de feuilleter les pages publicitaires des revues spécialisées pour se convaincre rapidement de la multiplicité des types d'antennes existant sur le marché. A celles-ci, il convient d'ajouter tout l'éventail des réalisations personnelles de nombreux cibistes.

Il ne faut pas négliger l'aspect mécanique de la question, tant pour les antennes de voiture que pour les antennes de toit et leurs fixations : une antenne est un composant électronique délicat, qui est construit selon des normes très précises qui en garantissent le rendement optimal.

Comme toute antenne, fixe ou mobile, est soumise à de sévères contraintes mécaniques (vibrations, action du vent, passage sous les ponts et tunnels) et climatiques (oxydation, corrosion, grippage, pollution par les poussières et les gaz de combustion), il importe de choisir des réalisations de qualité, dont les matériaux constitutifs ont été choisis, traités, travaillés et assemblés de façon à garantir une longévité satisfaisante et surtout une constance des performances tout au long de leur durée de vie.

Il ne faut pas sous-estimer ce côté de la question, car nous allons voir que, d'un point de vue strictement radioélectrique, les différences entre les modèles les plus courants se limitent à relativement peu de chose.

L'impédance

Toutes les antennes CB doivent présenter une impédance aussi proche que possible de $50\ \Omega$, afin de garantir une bonne adaptation tant au câble coaxial qu'à l'émetteur-récepteur.

Cette valeur est obtenue en calculant de façon précise un certain nombre de caractéristiques géométriques de l'antenne, et il faut savoir que si certaines configurations courantes permettent bien d'obtenir ces $50\ \Omega$, d'autres tout aussi courantes pourraient conduire à des valeurs toutes différentes, $300\ \Omega$ par exemple. Attention donc si vous souhaitez « inventer » votre propre structure d'antenne, n'importe quelle antenne, même « taillée » pour fonctionner en 27 MHz, ne présente pas forcément une impédance de $50\ \Omega$.

Cette impédance peut être purement résistive (cas assez rare) ou présenter une composante capacitive ou selfique. Ceci varie selon la structure de l'antenne, et selon son réglage.



Un TOS mètre, même très simple, est l'instrument indispensable à tout cibiste.

La directivité

La directivité d'une antenne est une propriété se traduisant par la favorisation, tant à l'émission qu'à la réception, d'une ou plusieurs directions. Certains objecteront que, les antennes directives étant le plus souvent prohibées, le fait d'en évoquer ici le cas peut sembler peu opportun.

En réalité, nous nous devons d'affirmer que toute antenne physiquement réalisable est plus ou moins directive, selon les plans sur lesquels on se place. L'antenne rayonnant de façon identique dans toutes les directions n'est qu'une vue de l'esprit, commode pour les démonstrations mathématiques, mais **irréalisable physiquement**. Cela n'empêche nullement d'ailleurs de lui donner un nom : on l'appelle antenne **isotrope**.

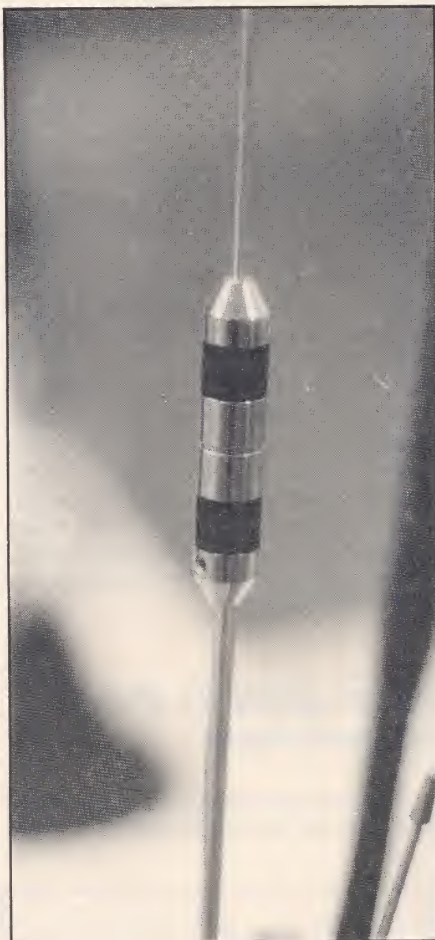
On peut caractériser la directivité d'une antenne de plusieurs façons. La plus complète consiste à en dresser, comme pour les micros, des diagrammes de directivité, dans différents plans. Le plus significatif de ces diagrammes est celui se situant dans le plan horizontal (sauf tentative de QSO avec un astronaute ou, soyons sérieux, sauf utilisation de réflexions ou réfractions atmosphériques pour faire du DX), mais on s'intéresse souvent aussi au diagramme de directivité verticale. Il ne faut cependant pas se fier aveuglément à ces diagrammes (d'ailleurs assez rarement fournis par les fabricants) du fait que l'environnement d'une antenne (mât, haubans, cheminée, carrosserie de voiture) peut en bouleverser complètement le diagramme de rayonnement. Seule l'allure générale de ce diagramme peut donc être de quelque importance pour le cibiste non technicien.

Il importait cependant de connaître l'existence de ces diagrammes, car c'est à partir d'eux que sont obtenues deux caractéristiques souvent mentionnées : le gain et le rapport avant-arrière.

Ces deux caractéristiques s'expriment en dB, donc en équivalent de **rapports**, ce qui sous-entend l'existence d'une référence. Cette référence peut être l'antenne isotrope, ou, comme le recommandent les normes les plus récentes, un type particulier d'antenne, physiquement réalisable et effectivement utilisé lors des mesures de directivité, l'antenne dipôle demi-onde. Toutefois, la différence est de 2,15 dB entre les gains exprimés par rapport à l'une ou l'autre de ces références.

Comme bien des antennes proviennent de pays dans lesquels les normalisations européennes font plutôt sourire, et comme il est pratique commerciale courante de « gonfler » au maximum les performances des produits que l'on vend, nous conseillons à nos lecteurs d'interpréter systématiquement les gains douteux comme référencés par rapport à l'isotrope. Ils s'éviteront bien des déceptions. Par contre, on peut parfaitement se fier à des indications de gain à l'intérieur d'une même marque pour comparer deux antennes, même si l'on ne connaît pas la référence utilisée par les services de mesure du fabricant.

Normalement, un **gain** devrait toujours être assorti de l'indication de la **direction** dans laquelle il a été mesuré. Il faut en effet s'assurer que cette direction correspond bien à



Exemple d'antenne avec self au centre.

celle dans laquelle se trouveront les correspondants à contacter. Il faut savoir, en effet, que tout gain dans une direction se paie par une perte dans une autre direction. On cherche généralement à favoriser la réception dans le plan horizontal par rapport à celle dans le plan vertical, mais encore faut-il s'assurer que tel est bien le cas pour le modèle que l'on va acheter, et que cette particularité convient bien au trafic que l'on va réaliser.

Le **rapport avant-arrière** illustre bien cette notion. Cette caractéristique permet en effet de chiffrer de combien l'antenne défavorise les signaux se présentant à l'opposé de la direction dans laquelle a été mesuré le gain.

Par exemple, une antenne présentant un gain de 4 dB et un rapport avant-arrière de 10 dB procure, dans sa direction privilégiée, un signal supérieur de 4 dB à celui que fournirait une antenne isotrope. En revanche, elle fournirait un signal inférieur de 6 dB (10-4) à celui de l'isotrope dans la direction diamétralement opposée.

Ceci confirme bien les déboires auxquels on s'expose si on utilise une antenne tant soit peu directive dans une direction autre que celle jouissant du gain maximum. Cela nous conduit à recommander les antennes non directives pour le trafic général, notamment aux débutants, et à conseiller aux cibistes souhaitant s'équiper d'une directive, de prévoir dès le début un dispositif d'orientation de leur antenne.

Le rendement

Le rendement, qu'il est commode d'exprimer en %, représente l'aptitude d'une antenne à convertir en ondes de radio la puissance qui lui est amenée par le câble coaxial. Une antenne présentant un rendement de 80 %, par exemple, ne rayonnera que 800 mW si le coaxial délivre 1 W. De plus, si ce coaxial consiste en une longueur de 35 m environ de RG 58 C/V, c'est 2 W que devra fournir l'émetteur pour obtenir un rayonnement de 800 mW. On mesure ici l'importance que revêt un choix correct de tous les éléments de la station...

Mais, direz-vous, que deviennent les 20 % restants ? Ces 20 % sont dissipés en chaleur dans l'antenne, à cause du courant qui y circule et de la résistance de ses brins actifs. On devine ici l'intérêt qu'il y a à utiliser des antennes constituées de conducteurs de forte section réalisés dans des matériaux bons conducteurs (cuivre, aluminium, etc.)

Le TOS

Il serait optimiste de penser que nous avons achevé le tour d'horizon des facteurs susceptibles de dégrader les performances d'une station CB. En effet, le TOS (ou SWR, ou ROS) intervient de façon prépondérante dans l'efficacité d'un émetteur.

Il faut savoir, en effet, que lorsqu'il existe une rupture d'impédance, même minime, sur une ligne véhiculant de la puissance, une certaine partie de la puissance arrivant au point de rupture se trouve **réfléchi**e et donc rebrousse chemin vers la source au lieu de continuer vers l'utilisation. On appelle **facteur de réflexion** le rapport :

$$r = \frac{P_1}{P_1}$$

dans lequel P_1 représente la puissance circulant vers l'utilisation (antenne) alors que P_2 est la puissance retournant vers la source (émetteur). A partir de ce rapport, on définit le TOS comme étant la quantité :

$$\text{TOS} = \frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}$$

Cela signifie que, en l'absence de réflexion, le meilleur TOS possible est égal à 1 alors que, dans le pire des cas (totalité de la puissance réfléchie), il serait infini.

Les fabricants d'antenne indiquent le plus souvent dans leurs catalogues des TOS ou SWR, très voisins de 1.

En effet, la qualité de leurs fabrications permet d'obtenir d'excellents résultats. Seulement, il faut garder présent à l'esprit que ce très bon TOS ne peut être obtenu que lorsque l'antenne est installée et utilisée à la perfection. Un mauvais réglage, un environnement défavorable (murs, cheminées, antennes TV, carrosserie de voiture, etc.), un câble de liaison mal adapté à l'impédance de 50Ω , une formation de givre par temps froid, peuvent dégrader fortement le TOS, ce qui en rend souhaitable un contrôle permanent au moyen d'un instrument simple et on ne peut plus répandu, le TOS-mètre.

On admet souvent que la limite de TOS à ne pas dépasser est de 3 au grand maximum. Ce TOS de 3 correspond à $P_2/P_1 = 0,5$.

ce qui signifie que la moitié de la puissance destinée à l'antenne retourne à l'émetteur au lieu d'être rayonnée. Non seulement l'efficacité de la station se dégrade fortement, mais cette puissance revenant à l'émetteur cause un échauffement accru des étages de sortie qui se trouvent en grand danger de destruction.

Cas particulier important, celui qui correspond à une antenne débranchée. Le TOS est alors pratiquement infini, ce qui correspond à un retour de toute la puissance. Rares sont les émetteurs qui résistent plus de quelques secondes à pareil traitement, sauf protection spéciale prévue par le fabricant.

Les solutions

« classiques » pour la CB

Les premiers amateurs d'émission radio utilisaient d'imposantes nappes de fils de cuivre tendues entre des

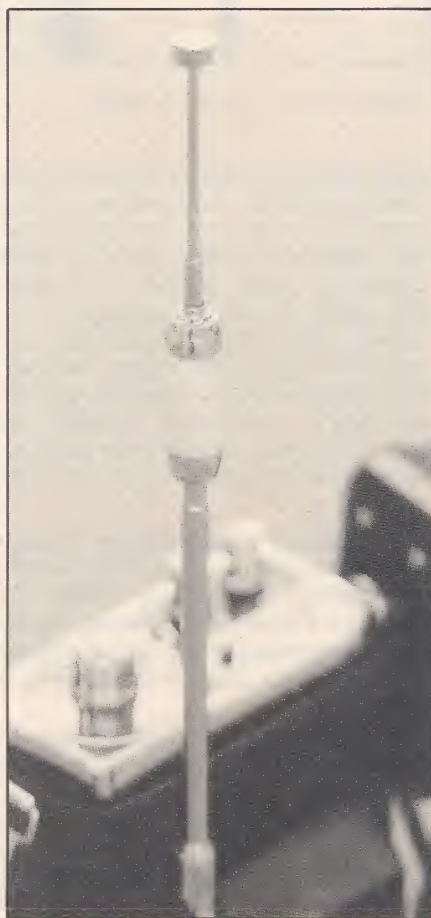
cheminées ou des arbres. A cela plusieurs raisons, dont l'essentielle est que les fréquences utilisées à l'époque étaient très inférieures à 27 MHz et que, en conséquence, les antennes les plus longues que l'on pouvait réaliser étaient encore bien petites comparativement à la longueur d'onde utilisée.

En émission CB, la longueur d'onde de 11 mètres, compliquée de la nécessité de monter les antennes sur des voitures ou des toits d'immeubles déjà bien encombrés, ne laisse guère le choix du type d'antenne à mettre en œuvre : l'antenne fouet. De plus, l'impédance de cette configuration d'antenne est très proche de 50Ω , ce qui simplifie les problèmes d'adaptation.

A l'intérieur de cette famille d'antennes existent de nombreuses variantes dont nous allons étudier les plus courantes.

Allure générale d'une antenne fouet

Dans sa forme la plus simple, l'antenne fouet est constituée d'un sim-



Cette antenne pour station portable doit impérativement être totalement déployée avant toute tentative d'émission.

ple fil vertical par rapport à la surface du sol. En pratique, divers éléments supplémentaires viennent agrémenter certains types particuliers d'antennes CB, afin de leur fournir un plan de terre artificiel.

La longueur du brin principal (vertical) varie selon les modèles, et influe sur les caractéristiques de l'antenne.

Le fouet quart d'onde

On appelle fouet quart d'onde une antenne fouet dont la longueur du brin rayonnant est voisine du quart de la longueur d'onde de travail, soit ici :

$$\frac{11}{4} = 2,75 \text{ m.}$$

Ce type d'antenne est le plus utilisé en CB à travers ses diverses variantes. En effet, son encombrement se prête assez bien à un montage sur toit d'immeuble (à titre de comparaison les mâts d'antennes TV mesurent couramment 4 m) et divers artifices techniques permettent d'en réduire la longueur à un point suffisant pour autoriser un montage sans problème sur n'importe quel véhicule, sans pour autant bouleverser l'impédance de 50Ω .

Le rayonnement de ce type d'antenne est quasi uniforme sur 180° , mais favorise quelque peu le plan horizontal, ce qui est tout à fait recommandable pour le trafic CB général. Sans être la meilleure solution pour le trafic DX, elle permet néanmoins des résultats convenables. En résumé, l'antenne fouet quart d'onde ou $\lambda/4$ nous semble être l'antenne-type du cibiste moyen, ce qui permet de la produire en grandes quantités, donc à un prix abordable. Signalons que son gain est très voisin de celui de l'isotrope, soit environ 0 dB.

Les antennes quart d'onde raccourcies

Uniquement à titre d'image comode, et sans aucune prétention à la rigueur technique, nous nous permettrons d'écrire que le raccourcissement d'une antenne quart d'onde consiste à enrouler en une petite bobine la longueur d'antenne que l'on souhaite supprimer.

En fait, la réalité technique est plus compliquée, nécessite des calculs et des mesures, mais revient bien à remplacer par une bobine insérée dans l'antenne une certaine longueur de celle-ci, en renonçant bien évidemment à la contribution du morceau supprimé à l'efficacité de l'antenne.

Ceci permet de construire des antennes de pratiquement n'importe quelle longueur inférieur aux 2,75 m théoriquement nécessaires. En pratique, la bonne longueur pour une $\lambda/4$ raccourcie se situe, en 27 MHz, entre 1 m et 1,50 m. En-dessous, l'efficacité diminue sérieusement et, avec les modèles de 20 à 50 cm qui existent néanmoins, on ne peut s'attendre qu'à des portées des plus modestes, tant en émission qu'en réception.

Plusieurs possibilités existent quant à la disposition de cette bobine « de raccourcissement » :

— la self à la base :

Les antennes bâties selon ce principe sont facilement reconnaissables à leur base renflée, ou du moins plus renflée que ne le justifie la présence d'un système quelconque de fixation et de raccordement. Par exemple, on peut utiliser une tige verticale d'un mètre de long terminée par une self de $3,3 \mu\text{H}$ à laquelle on relie le conducteur central du coaxial, en tant qu'antenne de voiture. Le blindage du coaxial est évidemment raccordé à la carrosserie. L'inconvénient de cette configuration est que ces antennes ne permettent en aucun cas l'écoute de la modulation de fréquence sur les auto-radios partageant l'antenne avec le TX grâce à un accessoire spécial.

En effet, le self arrête complètement les fréquences de 100 MHz environ utilisées en FM.

— la self au centre

Dans ces antennes, le renflement est situé à peu près au centre du brin rayonnant, et il contient bien sûr une self plus ou moins grosse. Ces antennes sont souvent assez fines, donc discrètes, et permettent la réception FM sur la partie du brin située en-dessous de la self.

De plus, certaines de ces selfs sont amovibles et peuvent être remplacées par la longueur d'antenne dont elles prenaient la place. On se retrouve alors à la tête d'un fouet de 2,75 m, plus efficace, mais à réserver



Le câblage des connecteurs PL 259 exige un soin tout particulier pour garantir un fonctionnement correct de l'installation.

ver à un usage semi-fixe (voiture à l'arrêt).

— l'antenne hélicoïdale

Cette antenne est constituée d'une tige isolante (fibre de verre le plus souvent) autour de laquelle est bobiné un fil, à spires assez écartées. De cette façon, la self fait partie intégrante du brin rayonnant, et surtout se trouve répartie sur pratiquement toute sa longueur. On arrive ainsi à des réalisations assez épaisses, le diamètre du brin rayonnant étant généralement supérieur au centimètre. Des précautions doivent alors être prises, en mobile, au niveau flexibilité et robustesse.

Ces artifices permettant de réduire la longueur des fouets quart d'onde sont utilisés surtout dans la fabrication des antennes de voiture, pour lesquelles 1,50 m représente une limite qu'il est peu recommandable de franchir, ne serait-ce que pour des raisons de sécurité.

Cependant, des antennes raccourcies existent également en version « fixe ». Nous voulons parler des antennes de « balcon » destinées aux cibistes ne pouvant ou ne voulant pas accéder à la toiture. Il faut noter que l'efficacité de telles antennes reste faible, non pas du fait de leur fabrication qui peut être excellente, mais à cause de leur environnement déplorable (murs en béton armé, grilles, appuis de fenêtres, etc.). Ceci leur confère une directivité très marquée dans la direction dans laquelle leur dégagement est le meilleur. Cependant, cette direc-

tion privilégiée ne l'est pas en raison d'un gain, mais bien d'une réduction des pertes, ce qui n'est pas précisément la même chose.

Malgré tout, l'antenne extérieure, même très mal située, reste de loin préférable à une antenne intérieure, emprisonnée dans la cage conductrice que constitue l'armature de toute construction moderne.

Les antennes longues

Si le fouet $\lambda/4$ raccourci ou non reste le type d'antenne le plus répandu en CB, il faut savoir que l'on peut utiliser avec profit des longueurs supérieures, à poste fixe naturellement, et avec toutes les précautions nécessaires compte-tenu de l'encombrement et de la prise au vent de ces tiges longues de plusieurs mètres.

Le modèle demi-onde (5,50 m) est assez répandu et possède des caractéristiques intéressantes. Son gain plus élevé que celui de la $\lambda/4$ provient de ce que la directivité de la $\lambda/2$ est plus indiquée dans le plan horizontal, au détriment forcément du plan vertical.

Ceci fait recommander la demi-onde pour l'amélioration des liaisons à courte ou moyenne distance en région peu accidentée. Par contre, et n'en déplaise à certains maniaques de l'antenne la plus longue possible, la $\lambda/2$ est à déconseiller en zone géographiquement tourmentée ou pour les liaisons DX par réflexion ou réfraction atmosphériques.

Si nous considérons maintenant le cas des « grandes longueurs », la situation se complique. Au-dessous de $\lambda/2$, en effet, le gain augmente encore un peu dans le plan horizontal, mais il apparaît des « lobes secondaires » signifiant qu'il existe d'autres directions privilégiées, assez étroites, et situées au voisinage de 45° au-dessus de l'horizon. Ceci est favorable à l'établissement de liaisons DX exploitant du mieux les caprices de la météorologie. Les « grandes longueurs » les plus courantes sont $2/3 \lambda$, $3/4 \lambda$, $5/8 \lambda$.

La question du plan de sol

Deux conditions apparemment contradictoires doivent être remplies pour assurer le bon fonctionnement d'une antenne :

- la base du brin vertical doit être aussi proche que possible du sol,
- l'antenne doit être aussi dégagée que possible, c'est-à-dire aussi haute que possible par rapport du sol.

On arrive à concilier ces deux impératifs en plaçant l'antenne le plus haut possible (toit de l'immeuble ou de la voiture) mais en lui adjoignant un « plan de sol » ou « plan de terre » artificiel.

Celui-ci devrait théoriquement être constitué d'une surface conductrice infinie, mais en pratique, on utilise la carrosserie de la voiture, ou des brins analogues à la tige principale de l'antenne et partant de la base de ce brin rayonnant soit à l'horizontale soit sous un angle variable d'un modèle à l'autre. D'une façon générale, plus ces **radiants** sont nombreux et longs, et meilleure est leur efficacité. Une insuffisance d'efficacité des radiants se traduit par un rendement médiocre, des caractéristiques de directivité imprévisibles, et le risque de perturber la réception radio-TV au voisinage du câble de descente. En effet, les radiants sont connectés au blindage du câble coaxial, alors que le brin actif rejoint le conducteur central. En cas d'absence ou d'insuffisance de radiants (antenne auto utilisée sur un toit, par exemple) c'est le blindage du coaxial qui jouera le rôle de radiant et qui rayonnera de la puissance HF sur tout son parcours, parcours souvent commun avec celui des câbles TV...

Patrick GUEULLE

Super Concours

PRINTEMPS-ETE 1981

La meilleure pondeuse

ou l'imitation la plus réussie du caquetage d'une poule

UN MILLION de centimes de PRIX

C'est à la fin du mois que se termine le concours organisé par Radio-Plans - Electronique Loisirs autour du sujet décrit dans notre numéro d'avril « Une poule électronique », et déjà des projets nous sont parvenus. Nous rappelons qu'il s'agit de développer un système électronique autour du séquenceur de base publié en avril, pour obtenir l'imitation de poule la plus réaliste et que vos propositions doivent nous parvenir au plus tard le 31 juillet.

Voici la liste des prix attribués pour ce concours :

- 1^{er} Prix : un oscilloscope TA 508 « Leader », 2 fois 20 MHz, d'une valeur de 4 263 F
- 2^e Prix : un multimètre numérique 2000 points à microprocesseur, type 2845 « B+K Précision », d'une valeur de 1 611 F.
- 3^e Prix : un fréquencemètre 200 MHz avec ses accessoires, type PFM 200 « Sinclair » d'une valeur de 925 F.
- 4^e Prix : un multimètre numérique 3000 points, type Digi-mer 10 « Iskra » d'une valeur de 850 F.
- 5^e Prix : un multimètre numérique 2000 points type TM 354 « Thandar » d'une valeur de 660 F.
- 6^e Prix : un fer à souder TCP 24 V/50 W « Weller » avec son bloc basse-tension, d'une valeur de 541 F.
- du 7^e au 15^e Prix : 50 circuits intégrés 555 « Fairchild ».

Envoyez vos dossiers à l'adresse suivante :
Concours Radio Plans-Electronique Loisirs
 2 à 12, rue de Bellevue
 75940 PARIS Cédex 19

CARACTÉRISTIQUES ET ÉQUIVALENCES DES TRANSISTORS

376

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F mX. (MHz)	Gain		Type DE boîtier	Equivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 757	Si	NPN	1,2	0,050	160	140		320	B11	BF 297 P	BF 657
2 SD 758	Si	NPN	1,2	0,050	200	140		320	B11	HEPS 3034	HEPS 5025
2 SD 759	Si	NPN	25	2	160	100	35	320	T0220	2N 3145	BUX 67
2 SD 760	Si	NPN	25	2	200	100	35	200	T0220	2N 5052	MJE 344
2 SD 761	Si	NPN	20	1,5	180		40	200	T0220	2N 5660	40374
2 SD 762	Si	NPN	25	3	60	0,025	40		T0220	BDY 13-6	BDY 13-10
2 SD 763	Si	NPN	0,900	1	60			150	R195	BSY 85	BSY 86
2 SD 764	Si	NPN	50	1,5	600		17		T03	DTS 701	STI 701
2 SD 765	Si	NPN	50	3	800		18		T03	IR708 à 710	STI 801
2 SD 766	Si	NPN	30	0,700	300	45	60	330	T066	MJE 340K	MJE 5656
2 SD 767	Si	NPN	0,250	0,030	20	230		500	B37	2 N 4996	BF 1948
2 SD 776	Si	NPN	100	5	180		500	2000	T03	BDY 27	2N 3432
2 SD 778	Si	NPN	0,400	0,100	25	BF		650	B37	BC 238 C5	BC 238 C
2 SD 779	Si	NPN	0,400	0,100	50	BF		650	B37	BFX 93 A	BFY 77
2 SD 780 DW1	Si H	NPN	0,200	0,300		140		180	X156	en 20 V:BCW31	en 45 V:BCW71
2 SD 780 DW2	Si H	NPN	0,200	0,300		140		220	X156	en 20 V:BCW31	en 45 V:BCW71
2 SD 780 DW3	Si H	NPN	0,200	0,300		140		270	X156	en 20 V:BCW32	en 45 V:BCW72
2 SD 780 DW4	Si H	NPN	0,200	0,300		140		320	X156	en 20 V:BCW32	en 45 V:BCW72
2 SD 780 DW5	Si H	NPN	0,200	0,300		140		400	X156	en 20 V:BCW32	en 45 V:BCW72
2 SD 781	Si	NPN	1	2	60		100	150	T0126	2N 5262	2N 5414
2 SD 782	Si	NPN	30	5	80				T0220	BDX 37	2N 2892
2 SD 792	Si	NPN	35	8	700	1	4	12	T03	BU 113	BU 326 S
2 SD 797	Si	NPN	200	30	80	3	60	200	T03	2N 6327	2N 6270
2 SD 801	Si	NPN	50	6	375		3,5	12	T03	BU 104P	BU 104DP
2 SD 802	Si	NPN	50	6	400		3,5	12	T03	BU 406	BU 406 D
2 SD 803(4)	Si	NPN	100	8	100		1000		T03	BDX 63 B	MJ 1001
2 SD 804	Si	NPN	25	3	60	0,070	30	160	T0220	TIP 31 A	BD 177
2 SD 812	Si	NPN	40	5	80	7	40	200	T0220	BD 539 B	BD 951
2 SD 813(H)	Si	NPN	0,200	0,500	20	150	65		X156	BCW 31	BCW 32
2 SD 814(H)	Si	NPN	0,200	0,050	150	150	65		X156	BCX 41	BCX 42
2 SD 818	Si	NPN	50	2,5	600	3	8	20	T03	MJE 12007	2N 3902
2 SD 819	Si	NPN	50	3,5	600	3	8	20	T03	2 SD 380 A	2 N 5157
2 SD 820	Si	NPN	50	5	600	3	8	20	T03	ESM 1503	BUX 82

(H) transistors pour circuits hybrides. (4) transistor DARLINGTON.

TYPE	Nature	Polarité	Pc (W)	Ic (A)	Vce max. (V)	F max. (MHz)	Gain		Type de boîtier	Équivalences	
							min.	max.		La plus approchée	Approximative
2 SD 821	Si	NPN	50	6	600	3	8	20	T03	ESM 1503	BU 326 S
2 SD 822	Si	NPN	50	7	600	3	8	20	T03		BU 326 A
2 SD 823	Si	NPN	40	6	90	15	20		T0220	TIP 41 C	BD 243 B
2 SD 824 AB	Si	NPN	60	6	100	25	60	120	F53	TIP 41 C	181 T 2 B
2 SD 824 AC	Si	NPN	60	6	100	25	100	200	F53	TIP 41 C	181 T 2 C
2 SD 825 AB	Si	NPN	80	7	120	25	60	120	F53	BD 543 D	BUX 60
2 SD 825 AC	Si	NPN	80	7	120	25	100	200	F53	2 N 6316	BDX 95
2 SD 826	Si	NPN	10	5	20	120	150	560	T0126	SDT 3429	BLX 18
2 SD 832 (5c)	Si	NPN	400	T. recouv. 5 μ S				700	F52		ESM 2060
2 SD 836 (4)	Si	NPN	35	2	60		1000	10000	B26	2 SB 750	TIP 110
2 SD 836 A (4)	Si	NPN	35	2	80		1000	10000	B26	2 SB 750 A	TIP 111
2 SD 837 (4)	Si	NPN	40	4	60		1000	10000	B26	BD 263	2N 6294
2 SD 837 A (4)	Si	NPN	40	4	80		1000	10000	B26	BD 263 A	2N 6295
2 SD 838	Si	NPN	50	3	900		3	15	T03	IR 708 à 710	STI 801
2 SD 839	Si	NPN	30	4	30		1000	3000		D 44 C 2	D 44 C 3
2 SD 840	Si	NPN	40	5	60		1000	3000		BD 539 B	BD 123
2 SD 843	Si	NPN	40	7	80		70	240	T0220	2 N 5496	2 N 5497
2 SD 844	Si	NPN	60	7	50	15	70	240	B41	TIP 41 A	BD 595
2 SD 845	Si	NPN	120	12	150	20	55	160	B60	2 N 3442	BD 141
2 SD 849	Si	NPN	70	3	600		4	12	T03	2 N 5157	TIP 59
2 SD 850	Si	NPN	25	3	1500		4	15	T03	IR 721	BU 105
2 SD 855	Si	NPN	30	1	60		40	450	B26	TIP 29 A	2 N 4922
2 SD 855 A	Si	NPN	30	1	80		40	450	B26	TIP 29 B	2 N 4923
2 SD 855 B	Si	NPN	30	1	100		40	450	B26	TIP 29 C	BD 239 C1
2 SD 856	Si	NPN	35	3	60		40	250	B26	BD 177	TIP 31 A
2 SD 856 A	Si	NPN	35	3	80		40	250	B26	BD 179	TIP 31 B
2 SD 856 B	Si	NPN	35	3	100		40	250	B26	BD 241 C	TIP 31 C
2 SD 857	Si	NPN	40	4	60		40	250	B26	BD 587	2 N 6122
2 SD 857 A	Si	NPN	40	4	80		40	250	B26	BD 589	2 N 6123
2 SD 857 B	Si	NPN	40	4	100		40	250	B26	BD 591	BD 953
2 SD 858	Si	NPN	60	5	60		40	B38	TIP 41 A	BD 539 A	
2 SD 858 A	Si	NPN	60	5	80		40	250	B38	TIP 41 B	BD 539 B
2 SD 858 B	Si	NPN	60	5	100		40	250	B38	TIP 41 C	BD 539 C

(5c) transistors de commutation. (4) transistors DARLINGTON.



5 livrets pour entrer dans le monde de la vidéo :

La vidéo : un monde nouveau que vous avez envie de découvrir. Que vous soyez déjà possesseur d'un magnétoscope ou que vous en envisagiez l'achat. J.V.C., créateur du système de vidéo familiale VHS, le plus répandu dans le monde, a rédigé pour vous ce guide en format cassette :

«LA VIDEO ET SES 1000 VISAGES».

Cinq petits livrets illustrés de croquis et de photos : I. Principes de base. Les bases techniques et artistiques de la vidéo. II. Réalisation. Soyez votre propre réalisateur. III. Mise en valeur. Améliorez vos réalisations. IV. Applications. Les mille applications de la vidéo. V. Annexes. Compléments pratiques et lexique.

5 volumes sous coffret, 384 pages, format cassette VHS, 10,5 x 19, nombreux schémas, photos et illustrations couleur. Prix : 60 F
 Prix franco recommandé : 74 F
 Règlement à l'ordre de la LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO, 43, rue de Dunkerque, 75480 PARIS CEDEX 10

Les clefs de la vidéo.

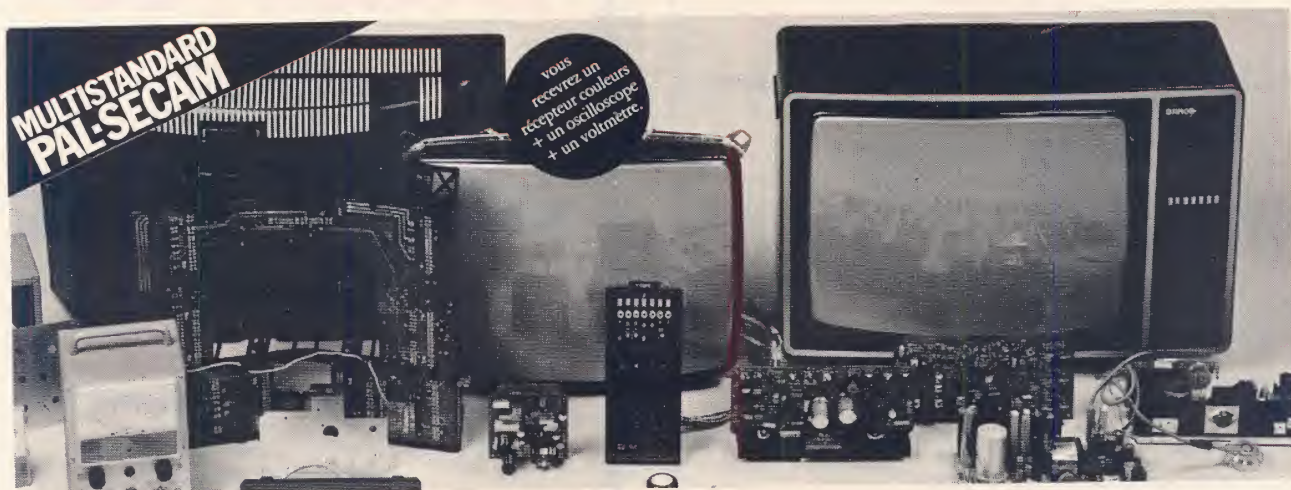


DIFFUSEUR
 Bulletin à retourner à E.T.S.F. : 2 à 12, rue
 de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19



Je suis REVENDEUR et désire recevoir
 par retour vos conditions de vente,
 sachant que ma commande
 sera d'un minimum de
 cinq exemplaires et
 réglée au comptant.

OFFRE EXCEPTIONNELLE - 10 % sur tous les cours (jusqu'au 14 Août 1981)



EN MONTANT VOUS-MEME VOTRE TELEVISEUR COULEURS DEVENEZ UN TECHNICIEN CONFIRMÉ...

Réalisez vous-même votre récepteur couleurs multistandard entièrement transistorisé.

Vous recevrez, chez vous, tous les éléments nécessaires à la réalisation de ce récepteur PAL-SECAM de haute qualité, muni des tous derniers perfectionnements : structure modulaire, tube PIL auto-convergent, contrôle automatique de syntonisation, etc.

Grâce aux indications détaillées contenues dans les leçons pratiques, vous ne rencontrerez aucune difficulté, à condition toutefois de posséder des connaissances en électronique.

De plus, pour le contrôle et la mise au point de votre appareil vous recevrez également un oscilloscope et un voltmètre électronique.

Devenez un spécialiste apprécié.

la télévision couleur est un marché en plein expansion, où le technicien qualifié est très recherché et où une formation sérieuse, comme celle d'EURELEC, est particulièrement appréciée.

En quelques mois, chez vous, vous pouvez accéder à cette spécialisation. Or, vous le savez bien, et ceci est vrai, dans toutes les branches d'activités, les spécialistes sont mieux payés.

Un cours complet et progressif qui constitue une importante documentation technique.

Même si vous n'envisagez pas d'en faire un métier, avec le cours de télévision couleurs EURELEC, vous approfondirez vos connaissances techniques, d'une part en réalisant votre téléviseur, d'autre part grâce à l'étude systématique et complète des circuits qui le composent.

Vous aborderez ainsi la technique digitale, à la fois sur le plan théorique et pratique, les télécommandes à infra-rouge ou à ultra-sons, etc.

Une méthode d'enseignement éprouvée et efficace.

EURELEC est le 1^{er} centre européen d'enseignement de l'électronique par correspondance. Ce succès, EURELEC le doit à l'originalité de sa méthode, mise au point par des pédagogues spécialisés, qui ont judicieusement équilibré théorie et pratique.

Dans le domaine de la télévision couleurs, cette association théorie/pratique est la meilleure garantie de réussite.

AVEC LE NOUVEAU COURS DE TELEVISION COULEURS EURELEC.

Un stage d'une semaine à la fin de votre cours.

En complément de votre cours, EURELEC vous offre, sans aucun supplément, un stage de perfectionnement dans ses laboratoires.

Vous pourrez compléter les connaissances acquises pendant les cours en réalisant de nombreuses manipulations.

Demandez sans attendre la documentation que nous vous avons réservée en retournant à EURELEC le bon ci-joint gratuitement et sans engagement de votre part, nous vous dirons tout ce que vous devez savoir sur le contenu de ce cours, les caractéristiques des appareils réalisés et les différentes facilités de règlement.



BON POUR UNE DOCUMENTATION GRATUITE

Bon à retourner à EURELEC, institut privé d'enseignement à distance, 21000 DIJON.
Je demande à recevoir, gratuitement et sans engagement de ma part, votre documentation illustrée sur votre nouveau cours de télévision couleur.

Nom _____ Prénom _____

Adresse _____

09068 1010

eurelec 

TOUS LES RELAIS RADIO-RELAIS 18, RUE CROZATIER 75012 PARIS Tél. 344.44.50

R.E.R. - GARE DE LYON

ouvert tout l'été

Société SRAM
1, place de la Mairie 60600 Nointel
Tél.: (4) 450.19.16
Pour vos problèmes :
— d'automatismes
— microprocesseur
— relais
— câblage.
Consultez-nous.

JH sérieux cherche emploi dans sa
spécialité : pose, entretien, modif, ra-
dio-téléphones, profess. et ts émet-
teurs-récepteurs radio disponible été/
aut. 81 pr régions Poitiers-Angoulême-
Limoges. Meyer, 199, av. A.-Briand,
92160 Antony. Urgent.

A LYON: LA BOUTIQUE ELECTRONIQUE

22, avenue de Saxe 69006 - LYON

Métro: Foch Tel: (7) 852.77.62

Ouvert du lundi au samedi

9 h - 12 h 14 h - 19 h

**TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES
POUR L'ELECTRONIQUE, LA CB ET
LA MICRO-INFORMATIQUE.**

Quelques exemples en stock:

CD4001: 2,40	NE555: 3,00
CD4011: 2,50	1N4002: 0,80
CD4012: 2,90	UA705CKC: 7,70
UA741CN: 2,50	UA723CN: 6,00
TL081: 4,30	BC238B: 1,20
Diac: 2,00	Led rouge 5: 1,00
Transfert alfac: 4,00	Inter 2A: 4,30

Veuillez me faire parvenir votre
catalogue général contre 25 francs en chèque,
remboursable à la première commande d'un
montant supérieur à 100 francs.

NOM: _____ PRENOM: _____

ADRESSE: _____

LORSQUE VOUS
VOUS ADRESSEZ
A NOS
ANNONCEURS,
RECOMMANDEZ-
VOUS DE

RADIO-PLANS

vous n'en
serez que
mieux servis

SM ELECTRONIC



20 bis,
av. des Clairions
89000 AUXERRE
Tél.: (86) 52.38.51

RÉCEPTEURS SPÉCIAUX : 1 gamme

- SM-2/A, 31-41 MHz
- SM-2/B, 67-88 MHz
- SM-2/C, 108-140 MHz
- SM-2/D, 140-175 MHz

Alimentation 12 V, piles intérieures

TUNERS VARICAP TU-2

- b: 67-88,
- c: 108-140,
- d: 140-175 MHz

MF 10,7 AM ou FM

Nouveau modèle TU-3
406-470 MHz

SM-40, 31-175 MHz, AM-FM

3^e SALON DU RADIOAMATEURISME, à AUXERRE
reporté aux 10 et 11 octobre 1981

Documentation RPM contre 4 timbres.

M.

Adresse

Ville:

Code

S'ABONNER?

POURQUOI?

Parce que s'abonner à "RADIO PLANS"

C'est ● plus simple,
● plus pratique,
● plus économique.

C'est plus simple

● un seul geste, en une seule fois,
● remplir soigneusement cette page pour vous assurer du service régulier de RADIO PLANS

C'est plus pratique

● chez vous!
dès sa parution, c'est la certitude de lire régulièrement notre revue
● sans risque de l'oublier, ou de s'y prendre trop tard,
● sans avoir besoin de se déplacer.

COMMENT?

En détachant cette page, après l'avoir remplie,

● en la retournant à:
RADIO PLANS
2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS Cédex 19

● ou en la remettant à votre marchand de journaux habituel.

Mettre une **X** dans les cases ☒ ci-dessous et ci-contre correspondantes:

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du n° paraissant au mois de

☐ Je renouvelle mon abonnement et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à cette demande la somme de Frs par:

☐ chèque postal, sans n° de CCP

☐ chèque bancaire,

☐ mandat-lettre

à l'ordre de: RADIO PLANS

COMBIEN?

RADIO PLANS (12 numéros)

1 an ☐ 75,00 F France

1 an ☐ 115,00 F Etranger

(Tarifs des abonnements France: TVA récupérable 4%, frais de port inclus. Tarifs des abonnements Etranger: exonérés de taxe, frais de port inclus).

ATTENTION! Pour les changements d'adresse, joignez la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F. en timbres-poste, et des références complètes de votre nouvelle adresse. Pour tous renseignements ou réclamations concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

Ecrire en MAJUSCULES, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre deux mots. Merci.

Nom, Prénom (attention: prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M..., Bâtiment, Escalier, etc...)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

RADIO PLANS

